

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Měnič pro zvyšování napětí palivového článku
Step-Up Chopper for Fuel Cells

2009

Michal Hromják

„Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.“

V Ostravě dne.....

Michal Hromják

Poděkování:

Tímto chci poděkovat vedoucímu mé diplomové práce prof. Ing. Petru Chlebišovi, CSc.
za cenné rady a podnětné připomínky.

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou měničů pro zvyšování napětí. Uvedený výčet základních variant poskytuje čtenáři základní představu o jejich vlastnostech a principech na kterých pracují. Na základě těchto informací je zvoleno schéma zapojení měniče a byl popsán princip jeho funkce. Pro účely splnění požadavků zadané aplikace byl vybrán zvyšující měnič pracující společně s dvojčinným můstkovým měničem s transformátorem.

Součástí měniče je i baterie superkapacitorů. Jedná se o poměrně novou součástku, jejíž vlastnosti ji předurčují k nasazení v mnoha oblastech. V této aplikaci slouží jako akumulární prvek, který je schopen dodat energii, při výpadku nebo omezení výkonu palivového článku. Toto navržené uspořádání je v další části vhodně dimenzováno, včetně návrhu transformátoru. V rámci práce byl vytvořen 3D model měniče, sloužící především k účelům konstrukce mechanických částí měniče.

Klíčová slova

palivový článek, zvyšující měnič, dvojčinný měnič, superkapacitor, záložní zdroj

Abstract

The work deal with problem of converter for increasing voltage. This numeration of basic variations shows to reader the basic idea of their quality and principles they working on. On the basic of this informations is to choose scheme connecting the converter and was specify the principe of its function. For fulfilment purposes of set aplication was taken step-up chopper working together with full- bridge converter with transformer.

The part of converter is also supercapacitor bank. It is quite new part which quality predetermine that to be set in many areas. In this aplication its served as storage element which is able to give the energy in case of dropping out or restriction in power of fuel cell. This suggested set up issuitably dimensed in next part including design of transformer. During the work there was created 3D model of converter mainly served for purposes conntraction mechanical parts of converter.

Keywords

fuel cell, step-up converter, full-bridge converter, supercapacitor, back-up power supply

Seznam použitých symbolů a zkratek

B	[T]	magnetická indukce
C	[F]	kondenzátor, kapacita kondenzátoru
E_e	[J]	energie elektrického pole
E_m	[J]	energie magnetického pole cívky
E_{off}	[J]	ztrátová energie během vypnutí tranzistoru
E_{on}	[J]	ztrátová energie během sepnutí tranzistoru
ESR_{DC}	[Ω]	stejnoseměrná hodnota odporu
H	[$A \cdot m^{-1}$]	intenzita magnetického pole
I_1	[A]	střední hodnota vstupního proudu
I_{FSM}	[A]	mezní hodnota proudu diody
$I_{výst}$	[A]	amplituda výstupního proudu
$I_{\mu max}$	[A]	amplituda magnetizačního proudu
J	[$A \cdot m^2$]	proudová hustota
L	[H]	tlumivka, indukčnost
N	[-]	počet závitů
$P_{1\check{c}}$	[W]	činný výkon primárního vinutí
$P_{2\check{c}}$	[W]	činný výkon sekundárního vinutí
P_{COND}	[W]	výkon představující ztráty vedením tranzistoru
$P_{\check{c}}$	[W]	činný výkon
P_{SW}	[W]	výkon představující spínací ztráty tranzistoru
P_{TOT}	[W]	celkový ztrátový výkon
P_Z	[W]	výstupní činný výkon
Q	[C]	elektrický náboj
Q_r	[C]	komutační náboj diody
$R_{DS(ON)}$	[Ω]	odpor kanálu sepnutého tranzistoru
$R_{th(c-h)}$	[K/W]	tepelný odpor mezi pouzdrům a chladičem
$R_{th(h-a)}$	[K/W]	tepelný odpor chladiče
$R_{th(j-c)}$	[K/W]	tepelný odpor mezi PN přechodem a pouzdrům
S_{CU}	[m^2]	průřez vodiče
S_e	[m^2]	efektivní průřez jádra
T	[s]	perioda spínání
$T_{(h-a)}$	[K]	rozdíl teploty mezi chladičem a okolím
$T_{(j-h)}$	[K]	rozdíl teploty mezi PN přechodem a chladičem
T_a	[° C]	teplota okolí
T_h	[° C]	teplota chladiče
T_j	[° C]	teplota PN přechodu
U_1	[V]	vstupní napětí
U_2	[V]	výstupní napětí
U_3	[V]	výstupní napětí měniče
U_{cell}	[V]	napětí superkapacitoru
U_{CES}	[V]	saturační napětí tranzistoru
U_{DS}	[V]	napětí MOSFET tranzistoru mezi elektrodami D a S
U_{GE}	[V]	napětí řídicí elektrody MOSFET tranzistoru

U_R	[V]	závěrné napětí diody
U_{SC}	[V]	napětí baterie superkapacitorů
U_{SD}	[V]	jmenovité napětí na antiparalelní diodě MOSFET tranzistoru
U_Z, U_{OUT}	[V]	střední hodnota výstupní napětí
V_e	[m ³]	efektivní objem jádra
W_a	[J]	množství uložené energie
W_{ef}	[J]	vyčerpatelné množství energie z baterie superkapacitorů
W_s	[J]	množství uložené energie v baterii superkapacitorů
f	[Hz]	spínací frekvence
i	[A]	okamžitá hodnota proudu
i_1, i_{vst}	[A]	okamžitá hodnota vstupního proudu
i_2, i_O	[A]	okamžitá hodnota výstupního proudu
I_2, I_O	[A]	střední hodnota výstupního proudu
i_C	[A]	okamžitá hodnota proudu kondenzátoru
I_D	[A]	jmenovitá hodnota proudu MOSFET tranzistoru
i_D	[A]	okamžitá hodnota proudu diody
i_μ	[A]	okamžitá hodnota magnetizačního proudu
l_e	[m]	efektivní délka siločáry jádra
n	[-]	počet článků
t_1	[s]	doba sepnutí
t_2	[s]	doba vypnutí
$t_{D(OFF)}$	[s]	doba zpoždění vypínání tranzistoru
$t_{D(ON)}$	[s]	doba zpoždění zapínání tranzistoru
t_f	[s]	doba poklesu
t_r	[s]	doba nárůstu
t_{rr}	[s]	doba zotavení diody
u	[V]	okamžitá hodnota napětí
u_{BE}	[V]	napětí mezi bází a emitorem tranzistoru
u_x	[V]	okamžitá hodnota napětí zátěže
z	[-]	zatěžovatel
ΔU	[V]	rozdíl napětí
Δv	[K]	oteplení
λ_m	[S]	magnetická vodivost
μ_0	[H·m ⁻¹]	permeabilita vakua
μ_{rFe}	[-]	relativní permeabilita jádra
ρ	[Ω·m]	měrný odpor vodiče
σ	[m]	hloubka vniku
τ	[s]	časová konstanta
Φ	[Wb]	magnetický tok
Ψ	[Wb]	spřažený magnetický tok

Obsah

Úvod	10
1 Druhy měničů.....	11
1.1 Jednočinné měniče s tlumivkou.....	11
1.1.1 Snižující měnič (step-down).....	11
1.1.2 Zvyšující měnič (step-up).....	12
1.1.3 Invertující měnič (buck-boost)	14
1.2 Jednočinné měniče s transformátorem	15
1.2.1 Blokující měnič s transformátorem (flyback).....	15
1.2.2 Propustný měnič s transformátorem (forward).....	17
1.2.3 Propustný můstkový měnič	19
1.3 Dvojčinné měniče	19
1.3.1 Dvojčinný můstkový měnič (bridge).....	20
1.3.2 Měnič v zapojení push-pull	23
1.3.3 Dvojčinný měnič s polovičním můstkem (half-bridge).....	23
1.4 Superkapacitory	24
2 Návrh a dimenzování měniče	27
2.1 Popis funkce měniče	27
2.2 Chlazení měniče	28
2.3 Určení ztrátového výkonu měniče	30
2.3.1 Výpočet ztrát vstupního zvyšujícího měniče	30
2.3.2 Výpočet ztrát dvojčinného měniče	32
2.4 Návrh a výpočet chladiče	33
2.5 Výpočet potřebné kapacity baterie superkapacitorů.....	35
2.5.1 Návrh vstupního filtračního kondenzátoru C_1	36
2.5.2 Návrh filtračního kondenzátoru C_3	37
2.6 Návrh transformátoru	37
2.7 Tlumivky	41
2.7.1 Návrh vstupní tlumivky L_1	41
2.7.2 Návrh výstupní tlumivky L_4	41

2.8	Návrh usměrňovacího můstku	42
2.9	Jištění	42
2.10	Budící obvody	43
2.11	Měření veličin měniče	47
2.12	Řízení napětí článků superkapacitorové baterie	47
2.13	Mikroprocesorové řízení	49
2.14	Obvodové schéma výkonové části měniče	51
3	Konstrukční řešení měniče	52
3.1	Rozměry měniče a jeho parametry	52
3.2	Plechý měniče	53
3.3	Konstrukční řešení baterie superkapacitorů	54
3.4	Výkonová deska	55
3.5	Deska budičů	56
3.6	Deska čidel	57
	Závěr	58
	Seznam použité literatury	59
	Seznam příloh	60

Úvod

Tématem této diplomové práce je Měnič pro zvyšování napětí palivového článku. Jak již plyne z tohoto názvu, musíme docílit zvyšování napětí palivového článku na zadanou hodnotu výstupního napětí 350 V. V tomto případě se tedy jedná o transformaci stejnosměrného vstupního napětí na hodnotu výstupního napětí, které je rovněž stejnosměrné. K tomuto účelu využijeme funkce pulzního měniče. Pulzní měniče tvoří mimo jiné základ dnešních spínaných zdrojů, které prodělaly za posledních 20 let nebyvalý technický pokrok. To sebou přináší pozitivní efekty zejména v rozměrech a hmotnosti těchto zařízení. Nejlépe je to vidět zejména v oblastech jako jsou svářečská technika nebo zdroje určené pro komerční využití. Nesmíme zapomenout ani na nevýhody těchto zdrojů, které jsou zdroji rušení pro okolní zařízení a negativní dopad mají i na stav napájecí sítě. S pulzními měniči se můžeme setkat například i v elektrické trakci, kde však již hovoříme o výkonech, které mohou dosahovat až jednotek megawatt.

Vzhledem k požadavku velikosti přenášenému výkonu a již značnému rozdílu potenciálů, nelze tuto funkci splnit s ohledem na účinnost a velikost tlumivky použitím pouze jednoho zvyšujícího měniče. Návrh proto obsahuje dva zvyšující stupně, vstupní část tvořenou zvyšujícím měničem s tlumivkou, který transformuje vstupní napětí na napětíovou hladinu 70 V. Toto napětí je dále zpracováno dvojitým měničem, kterému jako zátěž slouží transformátor. Tímto způsobem docílíme splnění požadavku na velikost hodnoty výstupního napětí.

Měnič je koncipován jako záložní zdroj. Jeho funkcí je omezit dopad rizik spojených s výpadkem napájecí sítě na připojená zařízení. Tento typ zdrojů byl rozšířen především díky uživatelům osobních počítačů, pro které znamenalo riziko výpadku elektrické energie v mnoha případech bolestivou ztrátu cenných dat a nebo poškození hardwaru PC. V dnešní době jsou UPS nasazovány i v mnoha průmyslových odvětvích pro ochranu technologických linek výroby, rovněž se staly nedílnou součástí většiny veřejných a komerčních objektů, kde zajišťují při výpadku sítě provoz elementárních systémů jako jsou například požární systém, ventilační systém, monitorovací systém nebo ve větších budovách nouzový provoz výtahů.

U naprosté většiny komerčně vyráběných UPS srovnatelného výkonu slouží k uchování energie akumulátory. V našem případě bude na jako zdroj použit palivový článek. Jedná se o specifické zařízení, které má kromě nesporných výhod i určité nedostatky, se kterými je nutné počítat. Jedná se především o nutnost čistit anodu a její okolí z důvodu hromadění nečistot a z kondenzované vody. Následkem takového čištění je pokles výstupního výkonu palivového článku. Četnost tohoto procesu je přímo úměrná velikosti výstupnímu výkonu a době provozu zařízení. Tento negativní jev je třeba vhodně omezit. Měnič proto musí obsahovat dostatečnou akumulaci kapacity, kterou pokryje výpadky dodávky výkonu palivového článku.

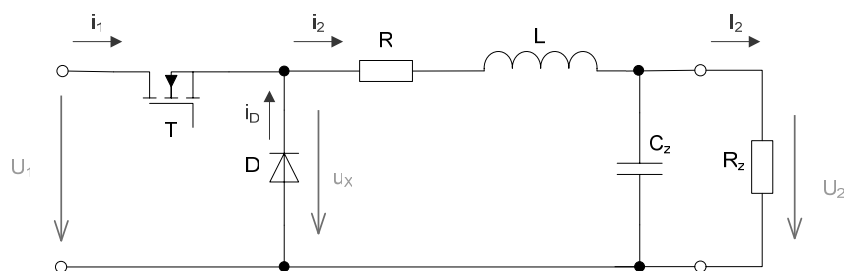
V poslední době se stále častěji setkáváme v mnoha oblastech s použitím tzv. superkapacitoru. Jedná se součástku určenou pro akumulaci elektrické energie. Superkapacitor pracuje na principu elektrochemické dvouvrstvy. Ten je již znám více jak 150 let, avšak práce na vývoji započaly až koncem 60. let minulého století. Svými dynamickými vlastnostmi jednoznačně předčí klasické akumulátory. Akumulátory ale mají stále cca 5 x větší hodnotu měrné hustoty uložené energie na jednotku hmotnosti a jsou také finančně méně náročnější. Je však jen otázkou času, kdy dosáhne superkapacitor srovnatelných parametrů jako klasické akumulátory.

1 Druhy měničů

1.1 Jednočinné měniče s tlumivkou

1.1.1 Snižující měnič (step-down)

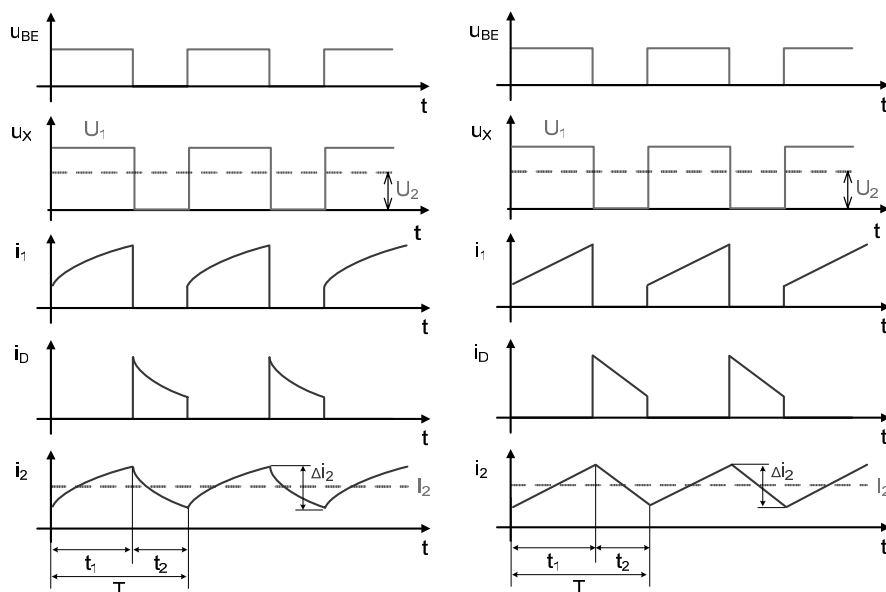
Jak již samotný název napovídá, používá se v případech kdy potřebujeme přenášet energii ze zdroje vyššího napětí do zdroje s nižším napětím. Měnič se skládá ze spínače a nulové diody a tlumivky. Pokud je jako zátěž zapojen stejnosměrný motor s cizím buzením, indukčnost není třeba do obvodu zapojovat tlumivku, protože ji nahrazuje indukčnost vinutí motoru. Schéma zapojení tohoto měniče je uvedeno na obr. 1.



Obr. 1 - Schéma měniče pro snižování napětí

Předpokládejme, že tranzistor T je vypnutý, žádný proud ze zdroje U_1 do zátěže neteče a tlumivka L se chová jako zdroj výstupního proudu i_2 . Tento proud se uzavírá cestou vyznačenou ve schématu, tj. přes nulovou diodu D. Napětí na této diodě u_x je rovno v ideálním případě nule. Proud tlumivky klesá exponenciálně s časovou konstantou $\tau = L/R$. Napětí zátěže U_2 můžeme považovat za konstantní, pokud bude spínací perioda tranzistoru nastavena na dostatečně malou hodnotu během níž se nestačí změnit. Při sepnutí tranzistoru T dojde k připojení vstupního napětí na diodu D, tedy $u_x = U_1$. Dioda se vlivem U_1 dostává do nevodivého stavu. Proud zátěže i_2 je dodáván ze vstupního zdroje a tlumivka L má nyní spotřebičovou orientaci. Proud narůstá opět se stejnou časovou konstantou s jakou klesal a teoreticky roste až k hodnotě U/R (neuvažujeme zdroj vnitřního napětí v zátěži). Po vypnutí tranzistoru se celý děj opakuje.

Pokud zavede zjednodušující předpoklad že $R = 0$, pak můžeme exponenciální průběhy nahradit průběhy lineárními, viz obr. 2.



Obr. 2 - Průběhy napětí a proudu měniče pro snižování napětí

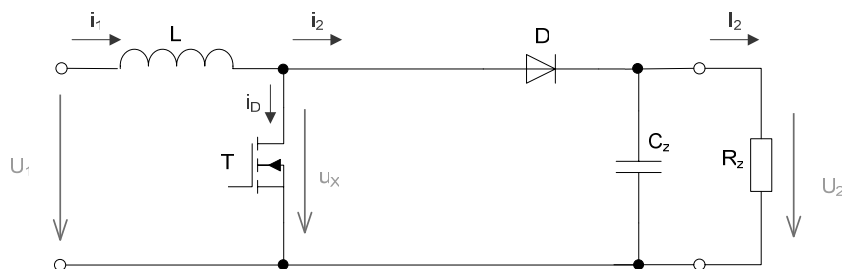
Velikost výstupního napětí je určena vztahem:

$$U_2 = \frac{T_1}{T} \cdot U_1 = z \cdot U \quad [V], \quad (1)$$

kde z je tzv. zatěžovatel, který je dán poměrem doby sepnutí tranzistoru a periody jeho spínání. Měnič lze teoreticky řídit v rozsahu od $0 \leq z \leq 1$, praktický rozsah řízení je o něco menší. Vyčerpávající popis funkce měniče je uveden v [11].

1.1.2 Zvyšující měnič (step-up)

Někdy též označovaný jako boost converter, jehož schéma zapojení je uvedeno na obr. 3, se používá v případech, kdy potřebujeme převádět energii ze zdroje nižšího napětí do zdroje s vyšším napětím, jako je tomu např. při generátorickém chodu stejnosměrného motoru, kdy energie získávána z vinutí motoru je na nižším elektrickém potenciálu než zdroj, do kterého má být energie rekuperována. Typickým příkladem je situace při brzdění v elektromobilu, kdy se nahromaděná kinetická energie vozidla mění v motoru na proud dobíjející akumulátor nebo ještě lépe superkapacitor.



Obr. 3 - Schéma měniče pro zvyšování napětí

Pokud požaduje konstantní hodnotu výstupního napětí U_2 , musí být paralelně k výstupním svorkám zapojen filtrační kondenzátor C_z . Indukčnost L je v obvodu měniče nezbytná, může být nahrazena indukčností vinutí připojeného motoru. Navíc odpor vinutí tlumivky R (nebo odpor vinutí motoru) omezuje maximální velikost procházejícího proudu:

$$i_{1\max} = \frac{U_1}{R} \quad [A]. \quad (2)$$

Nyní si popíšeme funkci měniče v režimu spojitého vstupního proudu. Průběhy hlavních veličin jsou znázorněny na obr. 4. Vycházíme ze stavu, kdy vstupní tlumivkou již protéká proud směrem ze zdroje U_1 do zátěže. Diodou D protéká proud i_2 . Napětí na tlumivce je rovno rozdílu vstupního napětí U_1 a napětí zátěže U_2 . Jelikož je výstupní napětí vyšší než napětí vstupní, na tlumivce je záporné napětí a tlumivka se chová jako zdroj proudu i_2 , který exponenciálně klesá k hodnotě:

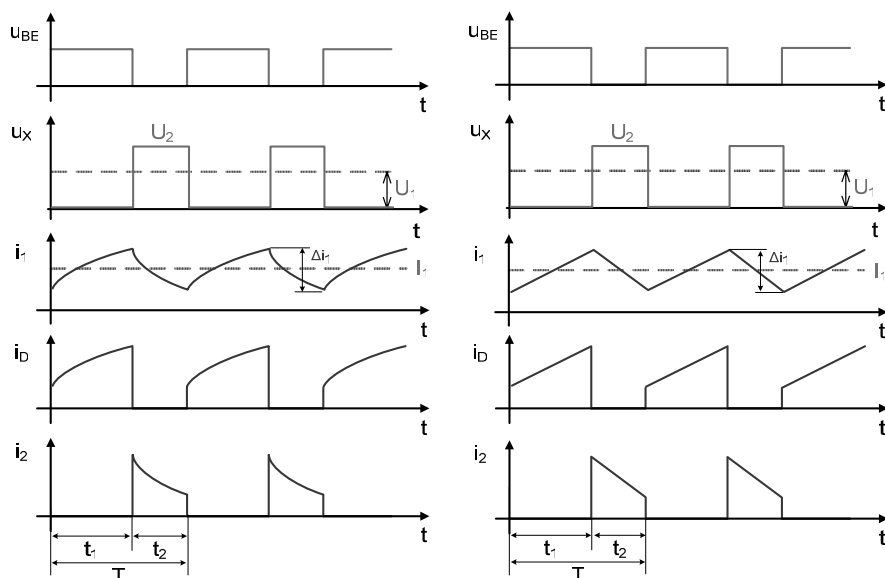
$$\frac{U_2 - U_1}{R} > 0. \quad (3)$$

Zavedeme-li opět zjednodušující předpoklad nulového odporu ve smyčce tlumivky, nahradíme exponenciální průběhy proudů průběhy lineárními. V okamžiku sepnutí tranzistoru T dochází ke komutaci proudu, i_2 zaniká a vstupní proud $i_1 = i_D$ protéká sepnutým tranzistorem zpět do zdroje U_1 . Pokud zanedbáme saturační napětí na tranzistoru, můžeme konstatovat, že na tlumivce je připojena hodnota vstupního napětí $u_L = U_1$. Tlumivka se nyní chová v obvodu jako spotřebič. Proud procházející tlumivkou narůstá a akumuluje v jejím vinutí magnetickou energii. Dioda D je v tomto stavu polarizována v závěrném směru, v ideálním případě jí neprotéká žádný proud. Po vypnutí tranzistoru napětí tlumivky změní svou polaritu a toto napětí se přičítá k napětí vstupního zdroje. Součet těchto dvou napětí je vyšší než hodnota U_2 a díky tomu může procházet proud i_2 do zátěže.

Velikost výstupního napětí je určena vztahem:

$$U_2 = \frac{T}{T_2} \cdot U_1 = \frac{1}{1-z} \cdot U_1 \quad [V]. \quad (4)$$

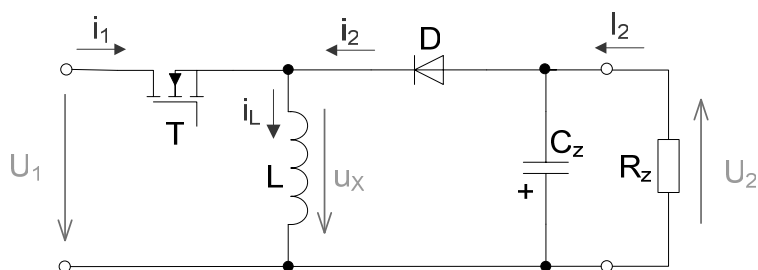
Měnič lze teoreticky řídit v rozsahu od $0 \leq z \leq 1$, praktický rozsah řízení je o něco menší. Velikost napětí vstupního napětí je omezeno shora hodnotou $U_1 < U_2$, při vyšších hodnotách U_1 je provoz měniče neřiditelný. Podrobnější popis je uveden například v[11]



Obr. 4 - Průběhy napětí a proudu měniče pro zvyšování napětí

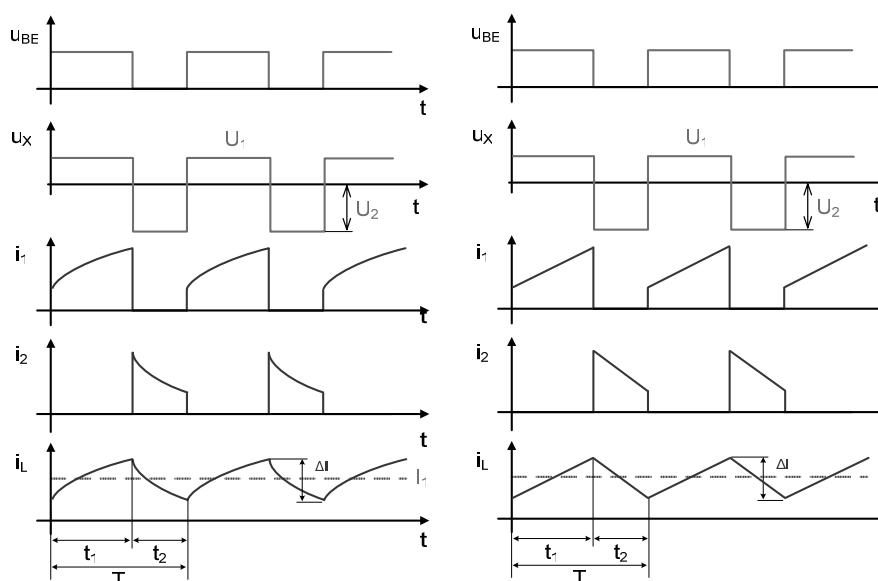
1.1.3 Invertující měnič (buck-boost)

Tento typ měniče se používá všude tam, kde je potřeba výstupní napětí s opačnou polaritou než má vstupní zdroj. Hodnota výstupního napětí oproti vstupnímu může být nižší i vyšší, jedná se o tzv. buck-boost. Schéma měniče ukazuje obr. 5. Pokud není v měniči použit kondenzátor C_z a zátěž měniče je induktivní, musí být mezi kladnou vstupní a zápornou výstupní svorku zapojen přídavný kondenzátor, který pohlcuje napěťové špičky tvořené induktivní zátěží. Jinak by mohlo dojít k napěťovému průrazu diody a tranzistoru.



Obr. 5 - Schéma invertujícího měniče

Při popisu funkce měniče vyjdeme z předpokladu, že tranzistor T je vypnutý a tlumivkou již protéká proud i_L . Tento proud (po zavedení předpokladu nulové hodnoty R ve smyčce tlumivky) lineárně klesá. Tlumivka se chová jako zdroj tohoto proudu, který protéká přes zátěž a diodu D zpět do tlumivky. Protože je dioda polarizována v propustném směru, napětí na tlumivce musí být rovno $u_x = -U_2$. Při sepnutí tranzistoru je na tlumivku připojeno napětí vstupní napětí U_1 . Vstupní proud i_1 protéká tranzistorem a tlumivkou zpátky do zdroje a je rostoucí. Dioda D je nyní polarizována závěrně a proto jí v ideálním případě neprotéká žádný proud tzn. $i_2 = 0$. Po vypnutí tranzistoru se měnič dostává do výchozí stavu a celý děj se opakuje.



Obr. 6 - Průběhy napětí a proudu invertujícího měniče

Velikost výstupního napětí je dána vztahem:

$$U_2 = \frac{T_1}{T_2} \cdot U_1 = \frac{z \cdot T}{(1-z) \cdot T} \cdot U_1 = \frac{z}{(1-z)} \cdot U_1 \quad [V]. \quad (5)$$

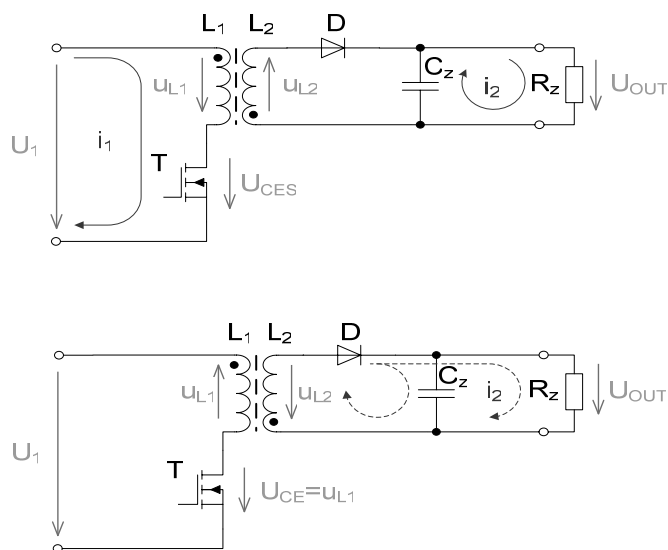
Výstupní napětí může teoreticky dosahovat hodnot $0 < U_2 < \infty$. Nevýhodou tohoto měniče je namáhání polovodičů napětím rovným součtu vstupního a výstupního napětí. Podrobnější popis uvádí např.[7]

Alternativou tohoto měniče bývá všeobecně známý Čukův měnič, který má příznivější vlastnosti ve vyzařování rušení do okolí. To je způsobeno především spojitostí jeho vstupního i výstupního proudu. Jeho nevýhodou je nutnost použití dvou tlumivek, což s sebou přináší zvýšení jeho ceny.

1.2 Jednočinné měniče s transformátorem

1.2.1 Blokuující měnič s transformátorem (flyback)

Akumulační měniče pro svou jednoduchost konstrukce, cenu a dobré možnosti regulace patří mezi nejpoužívanější, přestože poměr měrného výkonu na jednotku objemu dosahuje nejnižších hodnot ze všech srovnatelných typů měničů. Používají se pro zdroje do výkonu max. 100W. Podle použitého typu transformátoru a jeho převodu se může jednat o zvyšující nebo snižující měnič. Obr. 7 uvádí základní variantu akumulacího měniče.



Obr. 7 - Schéma blokujícího měniče s vyznačenou orientací veličin v obou cyklech spínání

Pokud je sepnut tranzistor T, primárním vinutím transformátoru a tranzistorem protéká proud zdroje U_1 . Předpokládejme že je hodnota vstupního napětí konstantní, pak je konstantní i úbytek na sepnutém tranzistoru U_{CES} a napětí primárního vinutí transformátoru. V ideálním případě by tvar napětí na L_1 měl mít pravoúhlý průběh, avšak vlivem parazitní kapacity vinutí a rozptylové indukčnosti se tvar průběhu napětí deformuje. Proud protékající vinutím L_1 lineárně roste a vyvolává lineární změnu magnetického toku v jádře transformátoru, která indukuje do sekundárního vinutí transformátoru L_2 napětí U_{L2} , jehož hodnota je konstantní.

Vlivem opačné orientace vinutí transformátoru nemůže v tomto časovém okamžiku protékat proud sekundárním vinutím do zátěže, protože dioda D je polarizována v závěrném směru. Proud zátěže zajišťuje pouze kondenzátor, který se do ní vybíjí a výstupní napětí klesá spolu se snižujícím se nábojem kapacitoru. V tomto cyklu se tedy energie akumuluje do primárního vinutí transformátoru.

Jestliže zavřeme tranzistor T, dojde k přerušení proudu primárního vinutí a napětí na něm změní svou polaritu. Polarita indukovaného napětí sekundáru se rovněž změní, což způsobí otevření diody D a průchod proudu do zátěže. Nyní dochází k přenosu akumulovaná energie transformátoru do zátěže a k dobíjení výstupní kapacity C_z .

Při vypnutí tranzistoru vzniká napěťová špička, kterou způsobí skoková změna proudu v indukčnosti L_1 . Toto přepětí ohrožující tranzistor však nemá takový kritický dopad jako tomu je u jiných měničů. Právě díky protékajícímu proudu sekundárním vinutím je energie primáru odčerpávána a tím se částečně redukuje velikost napěťové špičky.

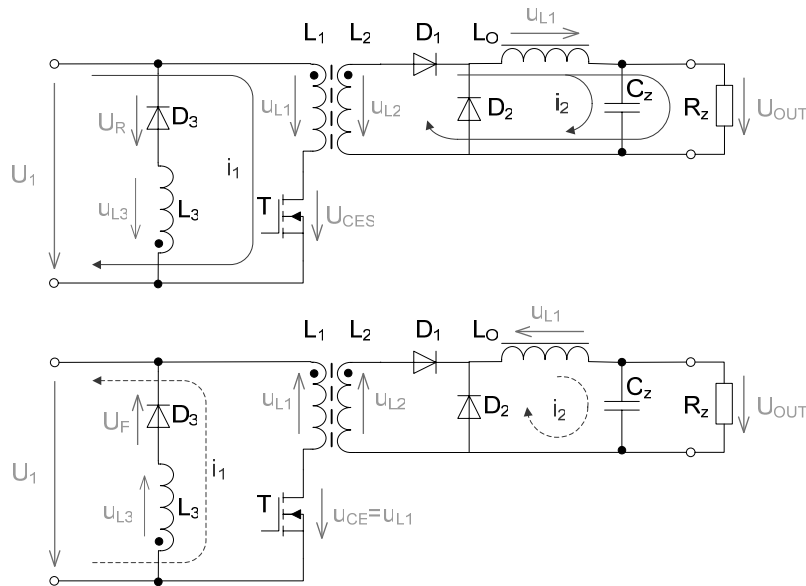
Přes tento popsáný jev, hrozí nebezpečí průrazu tranzistoru a to díky konečné rychlosti nárůstu sekundárního napětí, která neumožňuje okamžitý průchod sekundární proudu a také díky nenulové hodnotě rozptylu transformátoru, který neumožňuje 100% přenos energie mezi vinutími a z toho důvodu se část akumulované energie v transformátoru transformuje zpět na elektrickou energii indukčnosti L_1 , která způsobuje další nárůst napětí na ní.

Při návrhu transformátoru musíme vycházet z množství energie, která má být v něm uložena. Tato akumulovaná energie spolu se spínací frekvencí měniče udává dostupnou hodnotu přenášeného výkonu. Syčení jádra přímo závisí na odebíraném proudu měniče a proto není vhodný pro větší výkony. Jádro transformátoru musí obsahovat vzduchovou mezeru. Své využití nachází zejména v případech kdy požadujeme relativně vysoké výstupní napětí (např. bateriové zdroje pro výbojky fotoblesků nebo vn zdroje v televizích) [4], [7].

1.2.2 Propustný měnič s transformátorem (forward)

Propustné měniče jsou vhodné pro přenos větších výkonů (do 500W), velikost použitého transformátoru je menší než transformátor použitý do blokujícího měniče při stejném přenášeném výkonu a to díky skutečnosti, že se v něm neakumuluje celá hodnota přenášeného výkonu jako tomu bylo u předchozího měniče. Na druhou stranu však při použití rekuperačního vinutí musí mít transformátor o jedno vinutí navíc, což vede k nárůstu rozměrů transformátoru.

Při sepnutém tranzistoru T, na primární straně transformátoru protéká proud vinutím L_1 přes otevřený tranzistor zpátky do zdroje U_1 . Na vstupní svorky je zapojeno demagnetizační vinutí L_3 společně s diodou D_3 . V této chvíli proud vinutím L_3 protékat nemůže díky závěrné polarizaci diody D_3 . Vzhledem k rozdílnému zapojení začátků vinutí transformátoru než jak tomu bylo u blokujícího typu měniče, teče proud do zátěže ve stejném cyklu, ve kterém je tranzistor T sepnut. Proud protéká propustně polarizovanou diodou D_1 přes výstupní tlumivku L_0 do zátěže a zároveň nabíjí kondenzátor C_z . V této chvíli se tlumivka chová jako spotřebič.



Obr. 8 - Schéma propustného měniče s vyznačenou orientací veličin v obou cyklech spínání

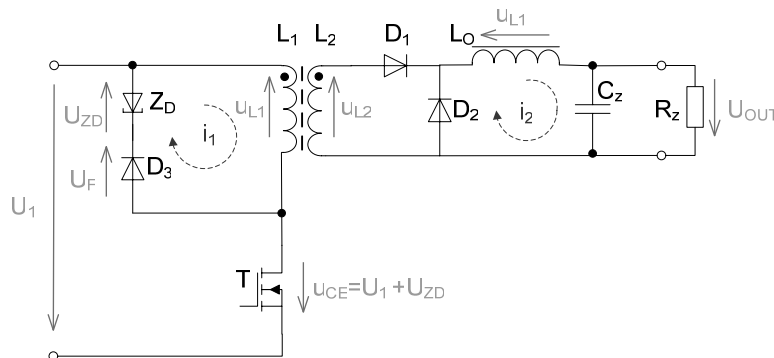
V momentu kdy dojde k rozepnutí tranzistoru, změní se polarity napětí na vinutích a proud ze sekundárního vinutí do zátěže již dále nemůže procházet, díky závěrně polarizované

diodě D_1 . Proud výstupní tlumivkou L_0 však nemůže zaniknout okamžitě a cívka se nyní chová jako zdroj proudu. Tento proud tlumivky se uzavírá přes zátěž a diodu D_2 . K tomuto proudu tekoucímu do zátěže se také přičítá vybíjecí proud kondenzátoru C_z . Díky tomu se napětí na výstupních svorkách měniče snižuje.

Při vypnutí tranzistoru dochází ke skokové změně magnetizačního proudu transformátoru a tím i ke skokové změně hodnoty magnetického toku Φ , která vyvolá napěťový impulz, který se sčítá se vstupním napětím U_1 a napěťově zatěžuje tranzistor T . Ten musí být chráněn ochrannými obvody nebo lépe, pro zachování dobré účinnosti zdroje, rekuperačním vinutím.

Rekuperační vinutí L_3 při vypnutí tranzistoru vlastně slouží jako zátěž primárního vinutí, ze kterého se odčerpává nahromaděná energie transformátoru. Vlivem naindukovaného napětí U_{L3} , které je vyšší než hodnota vstupního napětí, dochází k přenosu energie zpět do zdroje a tato energie není mařena. Dioda D_3 je polarizována v propustném směru díky opačnému směru napětí U_{L3} , než jak tomu bylo ve stavu při sepnutém tranzistoru T . Dioda D_3 bývá označována dle vinutí L_3 jako rekuperační dioda.

Princip měniče obsahujícího místo demagnetizačního vinutí Zenerovu diodu je stejný, liší se pouze ve způsobu jakým dochází k demagnetizaci jádra. Schéma měniče je uvedeno na obr. 9. Tento demagnetizační proud prochází přes diodu D_3 a Zenerovu diodu a jeho energie se v těchto prvcích mění na teplo. Napětí na vinutí L_1 je dáno rozdílem napětí na Zenerově diodě a propustným napětím diody D_3 . Oproti měniči s demagnetizačním vinutím má nespornou výhodu v tom, že špičkové napětí vznikající při vypínání tranzistoru nedosahuje tak vysokých hodnot jako u transformátoru s demagnetizačním vinutím. Je to způsobeno absencí rozptylové indukčnosti v obvodu transformátoru [4], [7].

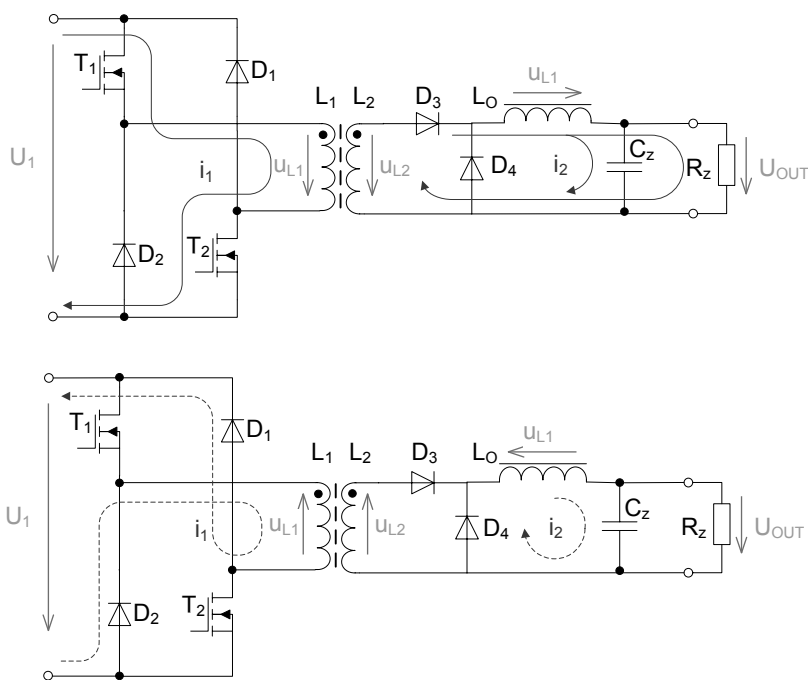


Obr. 9 - Schéma propustného měniče s demagnetizační Zenerovou diodou

Kvůli tendenci omezit napěťovou špičku vznikající při vypínání tranzistoru je kladen velký důraz na omezení parazitní indukčnosti v obvodu tranzistoru. Kromě indukčnosti vodičů se to týká zejména rozptylové indukčnosti mezi primárním a rekuperačním vinutím. Z tohoto důvodu bývají tato dvě vinutí vinuta bifilárně. Početní návrh transformátoru je značně komplikovanější než u blokujícího měniče, což je způsobeno časově nelineárním způsobem přenosu energie. [4]

1.2.3 Propustný můstkový měnič

Tento měnič pracuje na stejném principu jako předchozí měnič s demagnetizačním vinutím. Pokud sepneme tranzistory T_1 a T_2 , proud teče směrem vyznačeným na obr. 10 do zátěže a zároveň nabíjí výstupní kondenzátor C_z . Při vypnutí tranzistorů se změnila polarita napětí na vinutích transformátoru. Magnetická energie, která se nahromadí v jádře transformátoru během sepnutí obou tranzistorů, se formou demagnetizačního proudu uzavírá demagnetizačními diodami D_1 a D_2 . Z tohoto důvodu není potřeba demagnetizační vinutí jako u předchozího měniče.



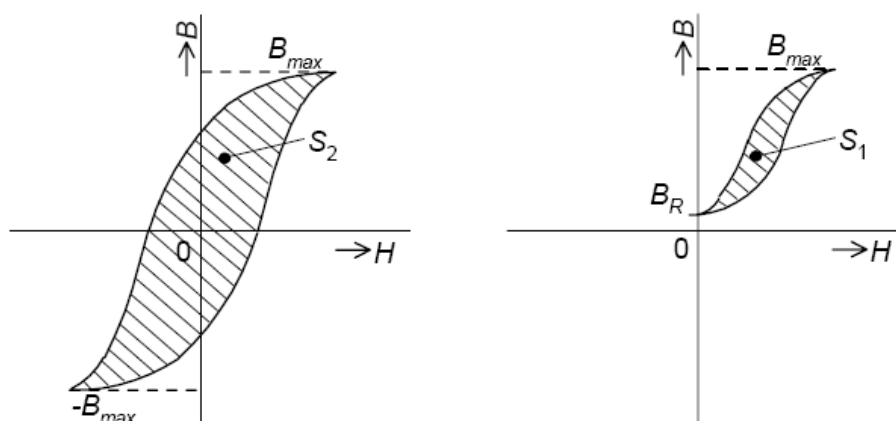
Obr. 10 Schéma propustného měniče s vyznačenou orientací veličin v obou cyklech spínání

Výhodou tohoto zapojení to, že při vypínání tranzistorů nevznikají na vinutí velké napěťové špičky. Teoreticky mohou být tranzistory dimenzovány jen na napětí U_1 . Z toho vyplývá, že tento měnič je vhodný i pro přenos větších výkonů. Naopak nevýhodou oproti měničům s demagnetizačním vinutím je potřeba dvou tranzistorů. Tyto tranzistory nepracují na společném potenciálu, tudíž potřebují galvanicky oddělené buzení, což způsobuje složitější obvodové řešení budičů tranzistorů.

1.3 Dvojčinné měniče

U dvojčinných měničů dochází k přenosu energie dvakrát během periody spínání. Jádro transformátoru je lépe využíváno, protože je syceno v oběma polaritách magnetické indukce $\pm B_{MAX}$. Srovnání velikostí hysterezní smyčky dvojčinného a jednočinného měniče při stejné hodnotě B_{MAX} je uvedeno na obr. 11. Plocha hysterezní smyčky je u dvojčinného zapojení

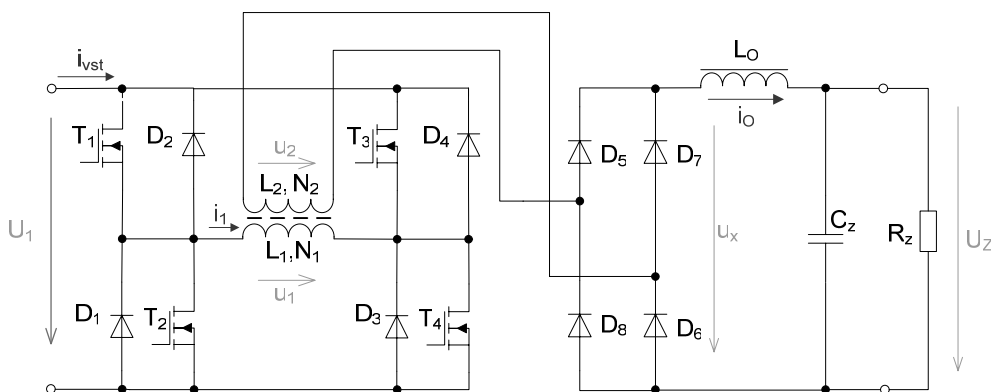
přibližně čtyřikrát větší než u jednočinného. To samé platí i pro hysterezní ztráty v jádře, protože tyto ztráty jsou přímo úměrné velikosti plochy hysterezní smyčky. Transformátor dvojčinného měniče je schopen přenášet při stejných ztrátách ve vinutí dvakrát větší výkon při stejných rozměrech jádra díky dvakrát větší hodnotě rozkmitu B_{MAX} ve srovnání s jednočinným. Maximální hodnota zdvihu magnetické indukce jádra je omezena především teplotní závislostí materiálu jádra a s rostoucí frekvencí spínání klesá.



Obr. 11 - Srovnání velikosti hysterezních smyček jednočinného a dvojčinného měniče (převzato z [7])

1.3.1 Dvojčinný můstkový měnič (bridge)

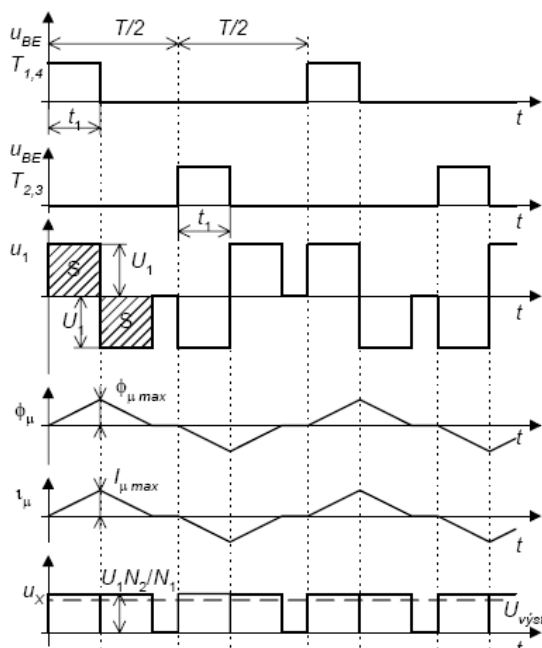
Měnič spíná během periody střídavě jednu a druhou úhlopříčku můstku. Teoretická hodnota délky sepnutí jedné úhlopříčky můstku je polovina spínací periody. Z uvedeného schématu na obr. 12 je zřejmé, že pokud by doba sepnutí jedné větve můstku přesáhla jednu polovinu periody, došlo by ke zkratu vstupního zdroje. Aby k tomu nedošlo, vkládá se mezi jednotlivé sepnutí krátký časový úsek, kterému se říká mrtvá doba.



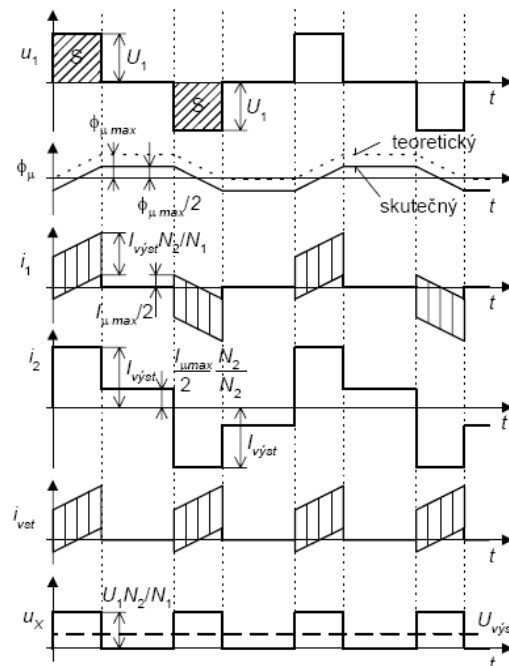
Obr. 12 - Schéma dvojčinného můstkového měniče

Popis funkce měniče při chodu naprázdno:

Předpokládejme, že na výstup není připojena žádná zátěž. Sekundární vinutí je ve stavu naprázdno a výstupním usměrňovačem neprotéká žádný proud. Po sepnutí první dvojice tranzistorů T_1 a T_4 , je na primární vinutí připojeno napětí zdroje U_1 . Primárním vinutím teče magnetizační proud i_μ a po dobu sepnutí t_1 dochází k magnetizaci jádra transformátoru. Zanedbáme-li odpor vinutí ve smyčce magnet. proudu, i_μ narůstá lineárně stejně tak jako magnetický tok ϕ_μ . Po uplynutí doby t_1 dochází k vypnutí obou tranzistorů. V tomto okamžiku dosahuje magnetický tok své maximální hodnoty. Indukčnost primárního vinutí L_1 nedovolí okamžitý zánik protékajícího proudu, proto se magnetizační proud uzavírá jedinou možnou cestu tj. diodami D_1 a D_4 . Na primárním vinutí je nyní napětí $u_1 = -U_1$. Tomuto procesu říkáme demagnetizace a protože magnetizační proud a magnetický tok klesají se stejnou strmostí jako předtím rostly, trvá doba demagnetizace stejně dlouho jako doba magnetizace t_1 . Pokud po zániku i_μ ihned nesepneme druhou úhlopříčku mostu T_2, T_3 , na primárním vinutí vzhledem k nulové hodnotě magnetického bude nulové napětí ($u_1=0$). Při sepnutí T_2, T_3 se děje v obvodu opakují, mají ale rozdílnou polaritu. Všechny průběhy hlavních veličin měniče jsou uvedeny na obr. 13.



Obr. 13 - Průběhy hlavních veličin měniče při chodu naprázdno (převzato z [7])



Obr. 14 - Průběhy hlavních veličin měniče při zatížení (převzato z [7])

Velikost výstupního napětí je dána střední hodnotou napětí u_x . V režimu chodu naprázdno je výstupní napětí U_z konstantní při hodnotě zatěživatele větší než $z > 0,25$. Výstupní napětí je teoreticky dáno vztahem:

$$U_z = U_1 \frac{N_2}{N_1} \quad [V]. \quad (6)$$

$$\text{Popis funkce měniče při zatížení } I_{\text{výst}} \gg \frac{I_{\mu\text{max}}}{2} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad [4] \quad (7), [7]$$

Na obr. 14 jsou opět uvedeny jednotlivé průběhy sledovaných veličin. V okamžiku po vypnutí tranzistorů T_1 , T_4 a v době kdy ještě není sepnuta druhá dvojice tranzistorů, je primární vinutí odpojeno a sekundární vinutí není proto schopno dodávat výstupní proud $I_{\text{výst}}$. Zdrojem výstupního proudu je nyní výstupní tlumivka L_0 . Tento proud se uzavírá přes zátěž a všechny diody výstupního usměrňovače. Jelikož jsme zavedli podmínku velikosti výstupního proudu, můžeme tvrdit, že sekundární vinutí pracuje do nulového napětí (virtuálního zkratu). Usměrňovačem protéká velký proud ve srovnání s I_u , který je rovnoměrně rozdělen do jeho větví a rozdíl napětí na jeho diagonále je roven nule (hovoříme o vyváženém můstku). Napětí sekundáru je tedy $u_2 = 0$. Pokud je napětí sekundáru nulové, napětí primáru je rovněž nulové. Jak již bylo zmíněno, žádný z tranzistorů nevede a díky $u_1 = 0$ nemůže vést ani jedna z demagnetizačních diod. Nedochází tudíž k demagnetizaci transformátoru. Magnetizační proud má pouze jedinou možnou cestu, kterou se může uzavřít a to je sekundárním vinutím přes virtuální zkrat, který tvoří výstupní usměrňovač. Napětí sekundáru je však nulové a hodnota magnetizačního proudu se tak nemůže změnit. Proto zůstává i hodnota magnetického toku jádra transformátoru na konstantní hodnotě $\Phi_{\mu\text{max}}/2$. Po sepnutí T_2 a T_3 se napětí na primárním vinutí změní z nulové hodnoty na $u_1 = -U_1$ a magnetický tok začne lineárně klesat až na hodnotu $-\Phi_{\mu\text{max}}/2$. Poté se děj opakuje, hodnoty veličin mají ovšem opačnou polaritu. Největší hodnoty dosahuje magnetický tok při hodnotě střídavosti $s=0,5$.

Na obr. 14 jsou uvedeny dva průběhy magnetického toku Φ_μ . Čárkovane naznačený průběh odpovídá situaci po startu měniče při prvním sepnutí tranzistorů. Jak je vidět, je tento tok tvarově stejný jako skutečný (plná čára), jen posunut o hodnotu $\Phi_{\mu\text{max}}/2$. Střední hodnota tohoto toku obsahuje stejnosměrnou složku, která postupně zaniká díky odporu primárního vinutí a čárkovane vyznačený průběh toku přechází do průběhu skutečného [7].

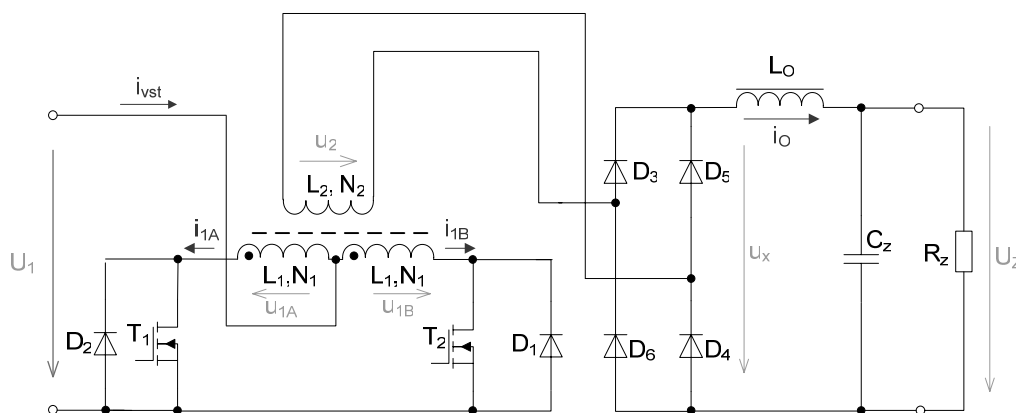
Mezi hlavní nevýhody tohoto uspořádání oproti jednočinnému měniči patří především větší hysterezní ztráty v jádře transformátoru a složitější řídicí obvody měniče. Samotné zapojení měniče obsahuje čtyři výkonové tranzistory, jejichž statické a především dynamické ztráty nejsou zanedbatelné. To je však vykoupeno lepším využitím transformátoru než u jednočinných měničů a tím i přenosem většího výkonu. Na výstupní straně může být místo můstkového použit uzlový usměrňovač. Dojde tím k redukci počtu použitých usměrňovacích diod na polovinu a to samé platí pro jejich ztráty. Transformátor však musí obsahovat sekundární vinutí s vyvedeným středem.

Při současném stavu a tempu rozvoje mikroprocesorové techniky není problém zajistit pomocí moderních řídicích algoritmů dokonalé symetrické buzení primárního vinutí transformátoru tak, aby nedocházelo ke stejnosměrné magnetizaci jádra transformátoru.

1.3.2 Měnič v zapojení push-pull

Tento typ měniče se používá v méně náročných aplikacích. Oproti předchozímu typu dvojčinného měniče obsahuje pouze dva spínací prvky, které vedou proud příslušné polarity. Jádrem transformátoru je syceno oběma polaritami magnetického toku a dovoluje tak využít celou plochu hysterezní smyčky jádra transformátoru. Primární vinutí je rozděleno na dvě samostatné vinutí. Tato vinutí by měla být co nejvíce identická, aby bylo zajištěno symetrické buzení transformátoru. Navíc je nutná naprosto těsná vazba mezi těmito vinutími, s co nejmenší hodnotou rozptylové indukčnosti. Jinak by totiž docházelo k nadměrnému napěťovému zatěžování vypínajícího se tranzistoru napěťovými špičkami, které vznikají na rozptylové indukčnosti mezi primárními vinutími. Funkce i průběhy veličin jsou prakticky stejné jako u dvojčinného můstkového měniče. Jediný rozdíl je ve způsobu zajišťování komutace napětí na primárním vinutí. U tohoto měniče je to zajištěno již zmiňovaným rozdělením primárního vinutí na dvě stejné části.

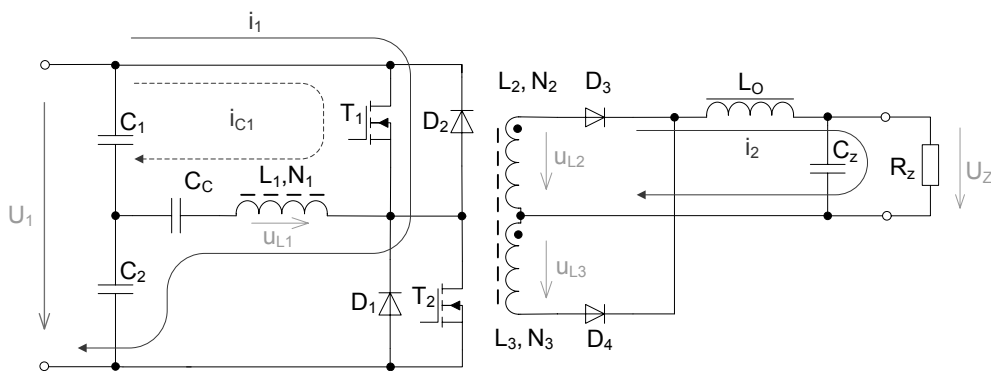
Nevýhodou tohoto uspořádání je jednoznačně složitější provedení primárního vinutí transformátoru. Velmi omezujícím faktorem je také velké napěťové namáhání tranzistorů, které je teoreticky dvojnásobkem vstupního napětí, ale prakticky může dosahovat ještě vyšší hodnoty. Proto se tento měnič nehodí pro větší výkony (maximálně 150-200W). Naproti tomu tento měnič nepotřebuje složitější řízení jako předchozí měnič a budicí obvody mohou být na stejném potenciálu, což značně zjednodušuje konstrukci [7].



Obr. 15 – Schéma dvojčinného měniče v zapojení push-pull

1.3.3 Dvojčinný měnič s polovičním můstkem (half-bridge)

U této varianty dvojčinného měniče je tvořena jedna větev můstku spínacími tranzistory a druhou tvoří dva kondenzátory. Na obr. 16 je uvedena jedna z možných variant zapojení polomostu. Primární vinutí transformátoru je zapojeno do diagonály mostu. V sérii s tímto vinutím můžeme zapojit kondenzátor C_C , který nám zajistí stejnoseměrné oddělení tohoto vinutí.



Obr. 16 - Schéma dvojčinného měniče s polovičním můstkem

Nyní si stručně popíšeme funkci měniče. Na začátku prvního cyklu považujeme kondenzátor C_1 za nabitý a C_2 vybitý. Po sepnutí tranzistoru T_1 proud protéká ze vstupního zdroje přes primární vinutí a přes nabíjející se kondenzátor C_2 zpátky do zdroje. Jelikož na vstupu nikdy není ideální napěťový zdroj, s rostoucím zatížením se vstupní napětí snižuje a snižující se napětí nutí kondenzátor C_1 aby se vybíjel. Tímto způsobem je zajištěn dostatečný proud sepnutým tranzistorem s minimálním poklesem napětí zdroje. Protékajícím proudem se nabíjí druhý kondenzátor C_2 . Na konci cyklu je C_1 téměř vybit a C_2 plně nabit. Mezi těmito kondenzátory dochází k výměně náboje a v konečném důsledku pokrývají část impulsního proudu, kterou by jinak musel dodat vstupní zdroj. Při sepnutí tranzistoru T_2 teče proud ze zdroje přes nabíjející se kondenzátor C_1 primárním vinutím zpátky do zdroje. Tento proud podporuje proud vybíjejícího se kondenzátoru C_2 , podobně jako při sepnutí T_1 . Střídavým spínáním tranzistorů protéká primárním vinutím střídavý magnetizační proud, který v sekundárním vinutí indukuje napětí u_2 , které je usměrněno výstupním usměrňovačem. I u tohoto zapojení měniče je nutné vkládat určitý časový interval mezi jednotlivými sepnutími tranzistorů, aby nedošlo ke zkratu vstupního zdroje a následnému zničení měniče [7].

1.4 Superkapacitory

Superkapacitor, někdy též nazývaný elektrochemický dvouvrstvý kondenzátor (Electrochemical Double Layer Capacitor) nebo ultrakapacitor, je založen na principu elektrochemické dvouvrstvy která vznikne po přiložení napětí na elektrody ponořené v elektrolytu. Tento princip byl popsán již v polovině 19. století slavným vědcem té doby H. von Helmholtz. Historie superkapacitoru je krátká, první výzkumy začali počátkem šedesátých let minulého století. Většího zájmu a s tím i souvisejícího aplikačního využití dosáhly superkapacitory až v poslední dekádě, kdy se podařilo vývojářům dospět k hodnotám měrné energie článku 5 Wh/kg [3].

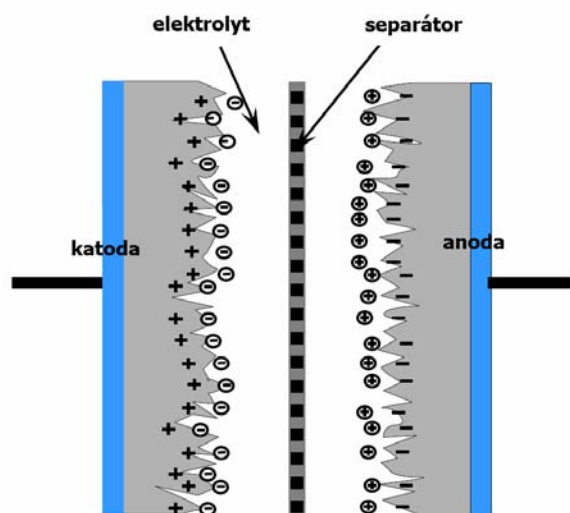
Superkapacitory jsou součástky velice podobné klasickým elektrolytickým kondenzátorům. Mají však mírně odlišný způsob uchování náboje. U klasických kondenzátorů dochází k vázání náboje polarizací materiálu tvořící dielektrikum, u superkapacitorů se polarizují ionty samotného elektrolytu a dochází k jejich přesunu v prostoru. Ve srovnání s akumulátory sice nedosahují tak velké hustoty uložené energie, na druhou stranu je ve všech ostatních parametrech (vyjma ceny) předčí. Největší jejich výhodou je schopnost akumulovat nebo dodávat v krátkém časovém okamžiku vysoké hodnoty nabíjecí či vybíjecí proudů a jejich

životnost. Porovnání základních vlastností akumulátorů, superkapacitorů a klasických kondenzátorů poskytuje tab.č. 1.

	<i>akumulátor</i>	<i>superkapacitor</i>	<i>klasický kondenzátor</i>
hustota energie	(10 - 100) Wh/kg	(1 - 10) Wh/kg	< 0,1 Wh/kg
měrný výkon	< 1000 W/kg	< 10000 W/kg	<100000 W/kg
doba nabíjení	1 - 5 hod.	0,3 - 30 s	10-3 - 10-6 s
doba vybíjení	0,3 - 3 hod.	0,3 - 30 s	10-3 - 10-6 s
životnost	1000 cyklů	>500000 cyklů	>500000 cyklů
účinnost nabití/vybití	(0,7 - 0,85)%	(0,85 - 0,98)%	> 0,95 %

Tab. 1 - Porovnání vlastností akumulátorů, superkapacitorů a kondenzátorů [16]

Z konstrukčního hlediska se superkapacitor skládá ze dvou elektrod, které jsou vyrobeny z hliníku. Na nich je nanášena vrstva zrn vysoce porézního uhlíku, která mají plochu svého povrchu až 2000 m² na gram materiálu. Elektrody odděluje tzv. separátor, tvořený polypropylenovou fólií. Prostor mezi elektrodami je vyplněn elektrolytem. Principiální schéma řezu strukturou superkapacitoru je uvedeno na obr. 17. Velká plocha elektrod a vzdálenost mezi jednotlivými zrnky uhlíku umožňují dosažení velkých kapacit na relativně malém prostoru. Pro příklad uvádím superkapacitor EC353 firmy ESMA, který má jmenovitou kapacitu úctyhodných 80kF a jeho rozměry jsou 100x80x210 mm. Dosažení takto vysokých hodnot kapacit článků je zatím možné pouze díky asymetrické struktuře superkapacitoru. Tato struktura se vyznačuje tím, že jedna z elektrod je vyrobena z odlišného materiálu. Nevýhodou tohoto uspořádání je nemožnost vybíjet superkapacitor až do nulové hodnoty napětí.



Obr. 17 – Řez strukturou superkapacitoru

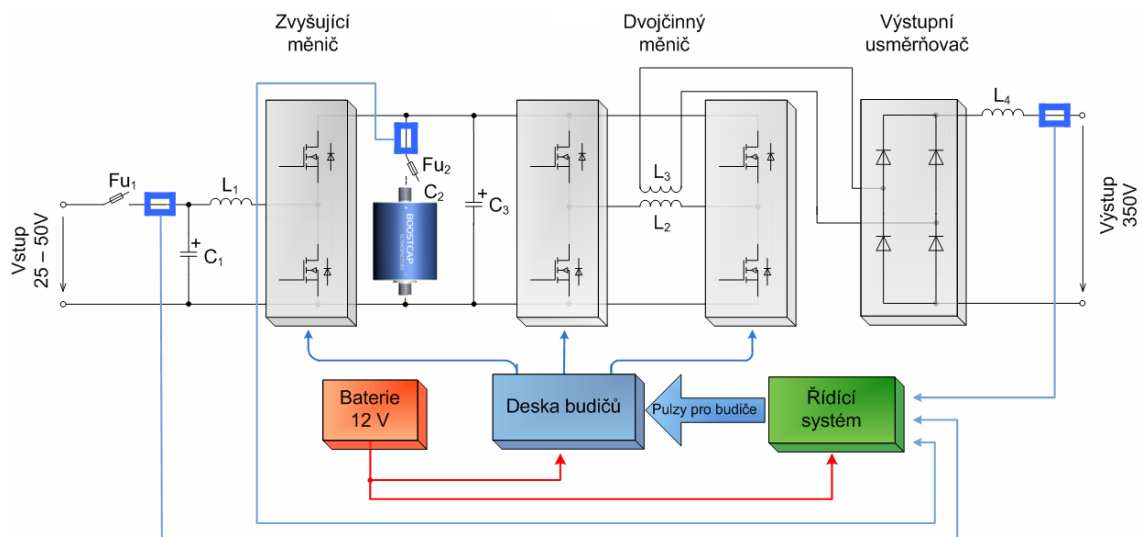
Složení elektrolytu významně ovlivňuje vlastnosti superkapacitoru. Elektrolyt může být na organické nebo vodné bázi. Hlavním rozdílem mezi těmito dvěma typy je velikost tzv. disociačního napětí, které udává maximální možné napětí článku. U organického elektrolytu je provozní napětí jednoho článku v rozmezí 2-3 V, u vodného elektrolytu dosahuje provozní napětí hodnoty cca 1,2 V. Malé napětí superkapacitoru je jednou z jeho největších nevýhod, protože ve většině aplikací je provoz při takto nízké hodnotě napětí spojen s velkými ztrátami vedením, způsobenými velkými protékajícími proudy při požadavku přenosu určité hodnoty výkonu, oproti ztrátám způsobených relativně nižšími hodnotami proudů při vyšší napěťové hladině.

Aby se předešlo těmto napěťově nepříznivým poměrům, musejí být články spojovány sériově nebo sério-paralelně v baterie superkapacitorů. Vlivem nedokonalé výroby se hodnoty kapacit jednotlivých článků nepatrně liší. Všemi články zapojenými v sérii protéká nabíjecí proud o stejné hodnotě. Vlivem nestejně kapacity článků se každý z nich nabije na různou hodnotu napětí. Články s nejmenší kapacitou dosáhnou vyšších napětí než články s vyšší kapacitou při stejném nabíjecím proudu. Napětí celé baterie ještě nemusí překročit celkový součet dovolených napětí všech článků baterie, avšak články s nejmenší kapacitou mohou být nabity na vyšší než dovolené napětí. Podrobněji se touto problematikou zabývá [3]

Možnosti použití superkapacitorů jsou velmi rozsáhlé. Co se týká sféry spotřební elektroniky, můžeme superkapacitory nalézt především v digitálních fotoaparátech, laptopech, PDA a GPS zařízeních, hračkách a jako záložní zdroje pro různé paměti. V průmyslovém odvětví se používají v oblastech záložních zdrojů (UPS), automatizovaného měření (AMR), větrných elektrárnách, jeřábech a vysokozdvížných vozících atd. Dle mého názoru největší uplatnění však nalézají v dopravních prostředcích, kde slouží jako zdroje pro startovací proudy diesellových motorů vlaků, dále jako akumulátory energie získané rekuperací při brzdění vozidel. Nezastupitelnou roli mají také v automobilovém průmyslu. Tomuto tématu se věnuje již zmiňovaný [3].

2 Návrh a dimenzování měniče

2.1 Popis funkce měniče



Obr. 18 - Základní funkční schéma měniče

Měnič je koncipován jako záložní zdroj, který je napájen palivovým článkem NEXA o jmenovitém výkonu 1,2 kW. Na jeho výstupních svorkách má být dle zadání napětí o hodnotě amplitudy cca 350 V. Protože při provozu palivového článku dochází k hromadění zkondenzované vody a nečistot na straně anody, musí docházet k tzv. profuku. Jedná se o proces čištění, kterým se zabráňuje ucpávání rozvodných kanálků a katalyzátoru. Má ovšem negativní dopad na výstupní napětí a tedy i výkon čištěných článků. Četnost procesu profuku je závislá především na výstupním výkonu palivového článku. Ovlivňuje jej ale i doba provozu článku a stárnutí membrán. [6]

Abychom potlačili tuto vlastnost palivového článku, musí být v obvodu měniče umístěn prvek, který je schopen akumulovat dostatečné množství energie, která bude k dispozici při poklesu nebo výpadku dodávaného výkonu vstupního palivového článku. Tuto funkci v obvodu měniče plní baterie superkapacitorů. Ta je dimenzována tak, aby bylo zajištěno, že po dobu 60 sekund je schopna dodávat jmenovitý výkon.

Palivový článek můžeme považovat za relativně měkký zdroj napětí, výstupní napětí je dosti závislé na výstupním proudu. Hodnota napětí kolísá v rozmezí 45 V ve stavu naprázdno až na hodnotu 25 V při jmenovitém výstupním proudu. (viz. přiložené zatěžovací charakteristiky). Abychom mohli považovat hodnotu vstupního napětí za konstantní, je v obvodu zařazen paralelně ke vstupním svorkám filtrační kondenzátor C_1 . Jeho kapacita byla navržena tak, aby hodnota vstupního napětí nekolísala více jak o 2%.

Relativně nízké vstupní napětí je třeba zvýšit na požadovanou výstupní hodnotu. Tento proces zvyšování napětí je rozdělen do dvou fází. Nejprve zvýšíme vstupní napětí U_1 pomocí zvyšujícího měniče na hodnotu U_{SC} (70-75 V). Energie je přenášena z palivového článku do baterie superkapacitorů. V druhé fázi, která nastává až po úplném nabití superkapacitorů, je napětí U_{SC} transformováno na vyšší napětíovou hladinu pomocí dvojčinného měniče s transformátorem. Výstupní napětí na sekundárním vinutí je poté usměrněno můstkovým usměrňovačem, na výstupních svorkách měniče obdržíme stejnosměrné napětí. Výstupní napětí by teoreticky mělo dosahovat hodnoty amplitudy síťového napětí, tj. 325V. Protože však pracujeme s reálnými prvky, na kterých vznikají úbytky, počítáme s hodnotou vyšší $U_3 = 350 V$.

Ze schématu výkonové části měniče je zřejmé, že hlavní částí měniče tvoří dvojčinný měnič společně s VF transformátorem. Těmito dvěma částem měničem je proto nutné věnovat zvýšenou pozornost a to nejen při vlastním návrhu. Dá se předpokládat, že transformátor pracující s při vyšších frekvencích bude významným zdrojem rušení pro své okolí. Rovněž děje probíhající v obvodu dvojčinného měniče při spínání a rozpínání induktivní zátěže (primární vinutí L_3) se budou významně podílet na požadavcích kladených na použité spínací prvky dvojčinného měniče.

Pro zajištění správného chodu měniče a pro možnost jeho regulace je nezbytné znát hodnoty procházejících proudů v měniči. K tomu slouží tři proudová čidla, jejichž poloha je ve schématu vyznačena modrými symboly ve tvaru obdélníku. Monitorujeme vstupní proud I_1 , proud superkapacitoru I_{SC} a výstupní proud I_O .

Výkonovým spínacím prvkům je třeba pro správnou funkci zajistit vhodné budicí impulsy. Zdrojem těchto impulsů jsou budiče, které jsou osazeny na desce budičů společně s dalšími obvody nezbytnými pro jejich funkci a pro galvanické oddělení výkonové a řídicí části měniče.

Měnič musí být řízen řídicí jednotkou obsahující mikroprocesor, který bude vyhovovat svými parametry a dostupnými periferiemi požadavkům vyplývajících z funkce navrhovaného měniče. Hlavním úkolem řídicí části měniče je generovat řídicí impulsy pro spínací prvky, zpracovávat naměřená data a na jejich základě regulovat veličiny měniče.

2.2 Chlazení měniče

Vlivem působení elektrického výkonu na polovodičovou součástku dochází ke vzniku tepla, který proudí polovodičovým materiálem součástky a jejím pouzdem do okolního prostředí. Velikost tohoto tepla je přímo úměrná ztrátovému výkonu součástky. Při nedostatečném odvodu tepla z polovodičové součástky může narůst její teplota nad hranici maximální dovolené teploty přechodu PN, což vede k jejímu zničení. Provoz polovodiče při vyšších teplotách také může znamenat značné zkrácení jeho životnosti. Zejména u výkonových součástí vzniká takové množství tepla, že není možné aby bylo odvedeno do okolí povrchem pouzdra samotné polovodičové součástky. Proto musí být opatřeny chladiči, které vzniklé teplo odvedou z povrchu součástky a zajistí tak vhodné teplotní podmínky pro jejich provoz.

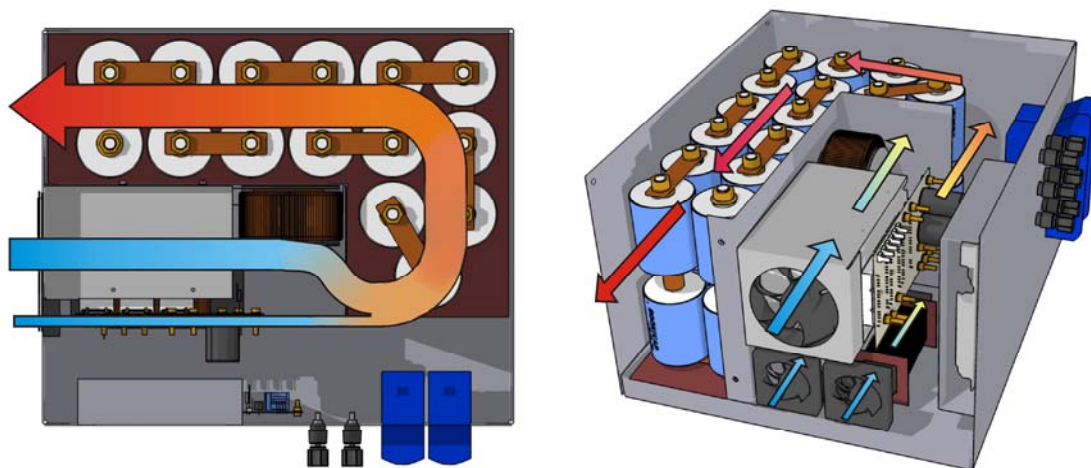
Při výpočtu a volbě chladiče pro konkrétní aplikaci musíme brát v úvahu situaci, která představuje kombinaci nejhorších možných podmínek. Jen tak můžeme zajistit bezpečné

dodržení provozních podmínek polovodičových součástek. Hlavní roli při návrhu chladiče mají tyto faktory:

1. ztrátový výkon, který má být odveden
2. zvolený způsob chlazení
3. klimatické vlastnosti okolního prostředí
4. cena a rozměry chladicí soustavy

Podrobnější popis, rozdělení způsobů chlazení a příklady návrhů chladičů je uveden např. v [1].

Posouzením jednotlivých metod chlazení i s přihlédnutím na ekonomická kritéria pořízení chladicí soustavy jsme použili v měniči vzduchové nucené chlazení, které je svou konstrukcí jednoduché a finančně nenáročné. Nevýhody tohoto způsobu chlazení jsou zejména větší rozměry chladiče, které však při celkových rozměrech baterie superkapacitorů a z toho vyplývajících celkových rozměrů měniče představují zanedbatelnou roli. Cirkulace vzduchu v měniči je nakonec využita i pro odvod tepla z vf transformátoru a jednotlivých superkapacitorů viz obr. 19.

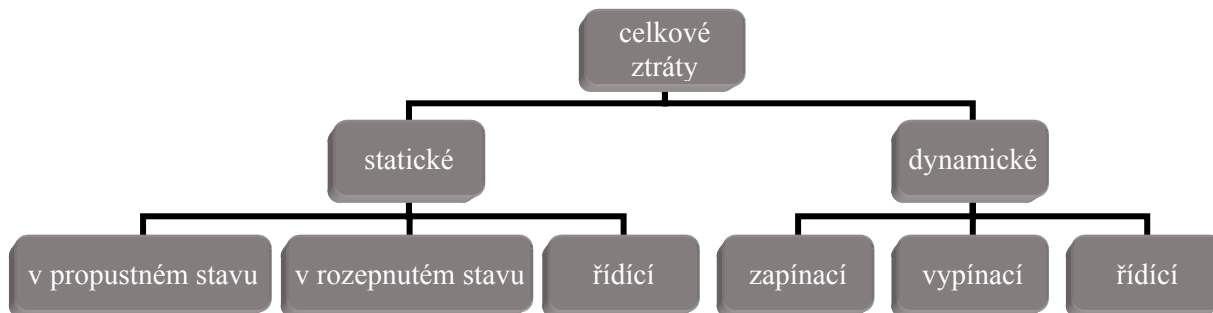


Obr. 19 - Cirkulace vzduchu v měniči

Samotné volbě způsobu chlazení však musí předcházet stanovení ztrátového výkonu měniče, proto si pojd'me ukázat postup výpočtu.

2.3 Určení ztrátového výkonu měniče

Ztrátový výkon tranzistoru je tvořen součtem dvou druhů ztrát, a to jsou statické ztráty a dynamické ztráty. Tyto ztráty se dále dělí na další, situaci znázorňuje obr. 20.



Obr. 20 - Základní rozdělení ztrát

2.3.1 Výpočet ztrát vstupního zvyšujícího měniče

Na pozici spínačů byly použity bezpotenciálové moduly s tranzistory MOSFET od fy SEMIKRON typu SK260MB10, které jsou pro tuto aplikaci dostačující. Pouzdro obsahuje dva tranzistory, které jsou zapojeny jako jedna větev můstku. Výhodou použitého typu pouzdra je především jeho malá velikost, dobré rozložení přitlačné síly k chladiči pomocí jediného šroubu a z toho vyplývající velmi malé hodnoty přechodového tepelného odporu mezi pouzdem a chladičem. V tabulce č. 2 jsou uvedeny základní katalogové údaje.

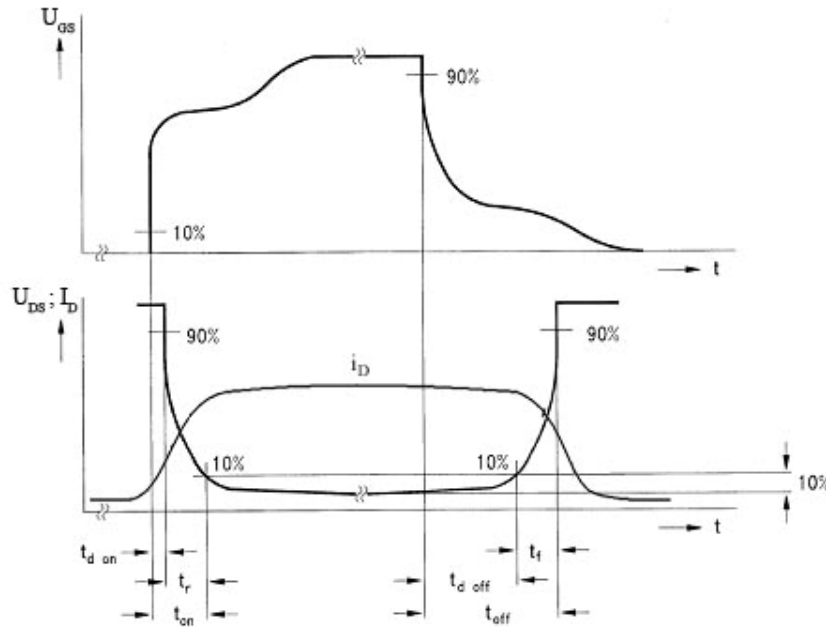
parametr	podmínky	hodnota	jednotka
U_{DS}	-	100	[V]
U_{SD}	$I_f = 300A, T_j = 25^\circ C$	0,76	[V]
I_D	$T_j = 25^\circ C$	230	[A]
T_j	-	40...125	[°C]
$R_{DS(ON)}$	při $T_j = 125^\circ C$	3,5	[Ω]
$R_{th(j-c)}$	pro každý MOSFET	0,45	[K/W]
$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 50V, V_{GS} = 10V,$ $I_D = 300A, R_G = 25\Omega$	410	[s]
t_r		450	[s]
$t_{D(OFF)}$		1490	[s]
t_f		430	[s]

Tab. 2 - Základní parametry použitého tranzistoru SK260MB10

Spínací ztráty

Z principu zvyšujícího měniče vyplývá potřeba pouze jednoho tranzistoru, proto je z použitého modulu využíván pouze spodní tranzistor. Avšak pro správnou funkci měniče je třeba diody,

kteřá zabraňuje vybíjení zdroje vyššího napětí do zdroje s nižším napětím. K tomuto účelu je využívána nulová dioda nezapojeného vrchního tranzistoru. V katalogu výrobce neudává hodnoty ztrátových energií spínání a vypínání, jako je tomu např. u IGBT tranzistorů. Proto je zapotřebí si tyto hodnoty stanovit výpočtem. Vycházíme z průběhů U_{DS} a I_D při zapínání a vypínání tranzistoru. Průběhy s uvedenými veličinami jsou znázorněny na obr. 21.



Obr. 21 - Průběh U_{DS} a I_D při zapínání a vypínání

Tyto průběhy si pro snadnější výpočet nahradíme lineárními křivkami. Pak již stačí pomocí integrálu spočítat plochy pod těmito křivkami a následně provést jejich součin.

Ztrátová energie při sepnutí tranzistoru je určena vztahem:

$$E_{on1} = \int_0^{t_r} i_D \cdot u_{DS} \cdot dt = \int_0^{t_r} \frac{I_D}{t_r} \cdot \left(U_{DS} - \frac{U_{DS}}{t_r} \cdot t \right) \cdot dt = \frac{I_D \cdot U_{DS}}{6} \cdot t_r = \frac{50 \cdot 25}{6} \cdot 450 \cdot 10^{-9} = 0,094 \text{ mJ} \quad (8)$$

Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru je rovna:

$$E_{off1} = \int_0^{t_f} u_{DS} \cdot i_D \cdot dt = \int_0^{t_f} \frac{U_{DS}}{t_f} \cdot \left(I_D - \frac{I_D}{t_f} \cdot t \right) \cdot dt = \frac{I_D \cdot U_{DS}}{6} \cdot t_f = \frac{50 \cdot 25}{6} \cdot 430 \cdot 10^{-9} = 0,090 \text{ mJ} \quad (9)$$

Celková hodnota přepínacích ztrát je dána vztahem:

$$P_{SW1} = f \cdot (W_{ON1} + W_{OFF1}) = 20 \cdot 10^3 \cdot (94 \cdot 10^{-6} + 90 \cdot 10^{-6}) = 3,7 \text{ W} \quad (10) [8]$$

Ztráty vedením proudu

Odpor sepnutého kanálu tranzistoru při teplotě přechodu $T_j = 125\text{ °C}$ může dosahovat maximálně hodnoty $R_{DS(ON)} = 4,5\text{ m}\Omega$. Protože počítáme s maximální hodnotou teploty přechodu polovodiče, dimenzujeme tím systém na extrémní podmínky, při kterých měnič zcela jistě provozovat nebudeme a dopouštíme se tak určitého předimenzování, které není na škodu v reálných podmínkách a případných poruchových stavech.

Ztrátový výkon vedením tranzistoru (počítáno pro nejhorší případ kdy $z = 0,9$):

$$P_{COND1} = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 \cdot z = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50^2 \cdot 0,9 = 10,1\text{ W} \quad (11)$$

Ztrátový výkon vedení diody (počítáno pro nejhorší případ kdy $z = 0,1$):

$$P_{CONDD1} = U_{SD} \cdot I_D \cdot (1 - z) = 0,76 \cdot 50 \cdot 0,9 = 34,2\text{ W} \quad (12)$$

Celková hodnota ztrát vedením:

$$P_{COND1} = P_{COND1} + P_{CONDD1} = 10,1 + 34,2 = 44,3\text{ W} \quad (13)$$

Celkový ztrátový výkon zvyšujícího měniče:

$$P_{TOT1} = P_{SW1} + P_{COND1} = 3,7 + 44,3 = 48\text{ W} \quad (14)$$

2.3.2 Výpočet ztrát dvojčinného měniče

Používáme opět stejný postup výpočtu, jiné jsou pouze dosazované hodnoty proudů a napětí.

Spínací ztráty:

Ztrátová energie při sepnutí tranzistoru je určena vztahem:

$$W_{ON2} = \int_0^{t_r} i_D \cdot u_{DS} \cdot dt = \int_0^{t_r} \frac{I_D}{t_r} \cdot \left(U_{DS} - \frac{U_{DS}}{t_r} \cdot t \right) \cdot dt = \frac{I_D \cdot U_{DS}}{6} \cdot t_r = \frac{10 \cdot 70}{6} \cdot 450 \cdot 10^{-9} = 0,052\text{ mJ} \quad (15)$$

Ztrátová energie při vypnutí tranzistoru je rovna:

$$W_{OFF2} = \int_0^{t_f} u_{DS} \cdot i_D \cdot dt = \int_0^{t_f} \frac{U_{DS}}{t_f} \cdot \left(I_D - \frac{I_D}{t_f} \cdot t \right) \cdot dt = \frac{I_D \cdot U_{DS}}{6} \cdot t_f = \frac{10 \cdot 70}{6} \cdot 430 \cdot 10^{-9} = 0,050\text{ mJ} \quad (16)$$

Celková hodnota přepínacích ztrát je dána vztahem:

$$P_{SW2} = f \cdot (W_{ON2} + W_{OFF2}) = 20 \cdot 10^3 \cdot (52 \cdot 10^{-6} + 50 \cdot 10^{-6}) = 2\text{ W} \quad (17)$$

Ztráty vedením proudu:

Ztrátový výkon vedením tranzistoru (počítáno pro nejhorší případ kdy $z = 0,5$):

$$P_{COND2} = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 \cdot z = 4,5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^2 \cdot 0,5 = 0,2\text{ W} \quad (18)$$

Ztrátový výkon vedení diody (počítáno pro případ $z = 0,5$):

$$P_{COND2} = U_{SD} \cdot I_D \cdot (1 - z) = 0,76 \cdot 10 \cdot 0,5 = 3,8 \text{ W} \quad (19)$$

Celková hodnota ztrát vedením:

$$P_{COND2} = P_{COND1} + P_{COND2} = 0,2 + 3,8 = 4 \text{ W} \quad (20)$$

Jelikož se měnič skládá ze čtyř spínacích tranzistorů a příslušných nulových diod, celkové ztráty dvojčinného měniče jsou:

$$P_{TOT2} = 4 \cdot (P_{SW2} + P_{COND2}) = 4 \cdot (2 + 4) = 24 \text{ W} \quad (21)$$

Celkový ztrátový výkon celého měniče je:

$$P_{TOT} = P_{TOT1} + P_{TOT2} = 48 + 24 = 72 \text{ W} \quad (22)$$

2.4 Návrh a výpočet chladiče

Podle doporučení výrobce nemá teplota polovodičové struktury použitých MOSFET modulů SK260MB10 překročit teplotu 125°C. Pro zařízení používaná uvnitř budov v našich klimatických podmínkách se uvažuje s maximální teplotou vzduchu 35°C. Při výpočtu celkové hodnoty ztrátového výkonu zanedbáváme ztrátový výkon usměrňovacího můstku.

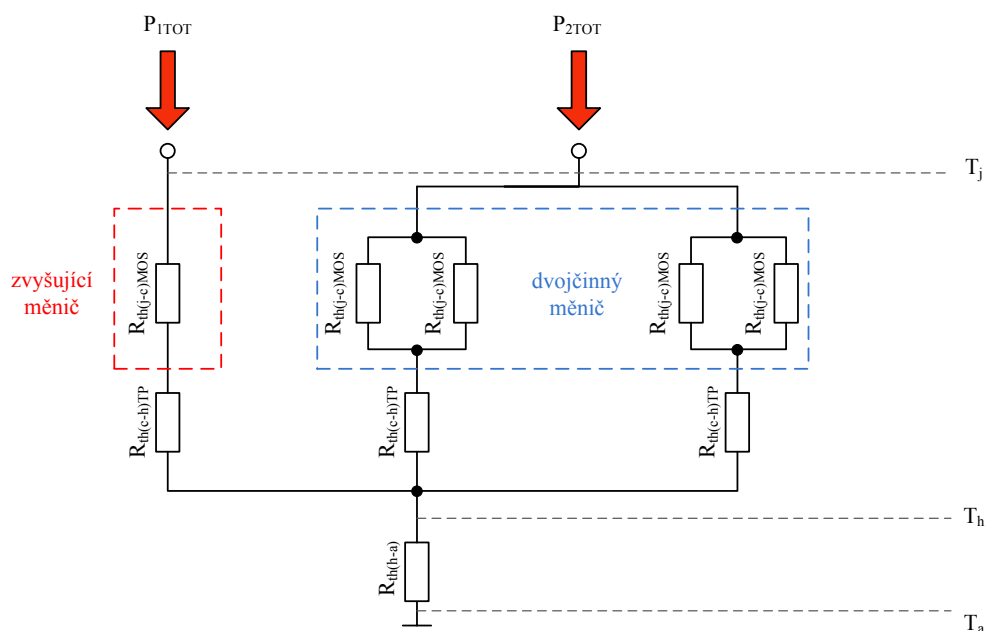
$$T_{jMAX} = 125 \text{ °C} \quad \dots \text{maximální výrobcem doporučená teplota PN přechodu}$$

$$T_a = 35 \text{ °C} \quad \dots \text{teplota okolí}$$

$$P_{TOT} = 72 \text{ W} \quad \dots \text{celkový ztrátový výkon}$$

$$R_{th(j-e)MOS} = 0,450 \text{ K/W} \quad \dots \text{tepelný odpor použitého modulu, vztaženo na jeden spínač}$$

$$R_{th(c-h)TP} = 0,4 \text{ mK/W} \quad \dots \text{tepelný odpor použité teplovodivé pasty}$$



Obr. 22 - Náhradní elektrické zapojení pro přenos tepelné energie

Vstupní zvyšující měnič je tvořen jedním pouze spínačem. Hodnota tepelného odporu zvyšujícího měniče je tedy rovna:

$$R_{th(j-c)boost} = R_{th(j-c)} + R_{th(c-h)} = 0,450 + 4 \cdot 10^{-4} = 0,4504 \text{ K/W} \quad (23)$$

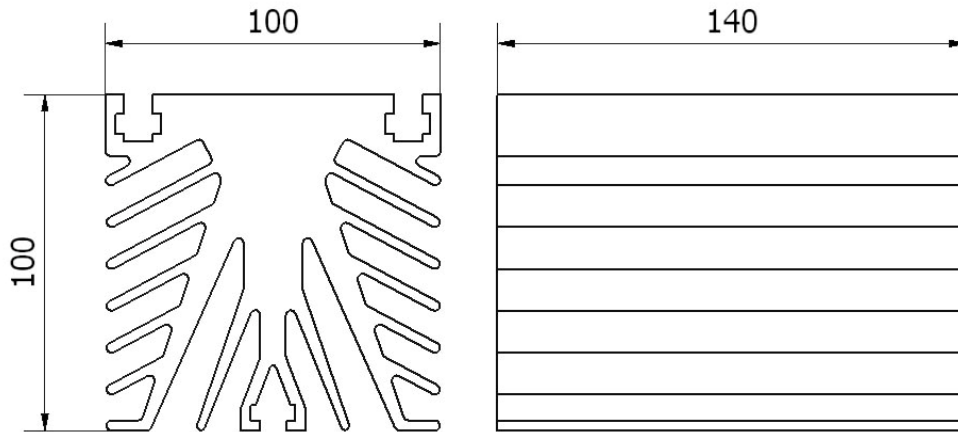
Stanovíme si tepelný odpor dvojčinného měniče tvořeného dvojicí modulů SK260MB10.

$$R_{th(j-c)bridge} = \frac{\frac{R_{th(j-c)MOS} \cdot R_{th(j-c)MOS}}{R_{th(j-c)MOS} + R_{th(j-c)MOS}} + R_{th(c-h)}}{2} = \frac{\frac{0,45 \cdot 0,45}{(0,45 + 0,45)} + 0,4 \cdot 10^{-3}}{2} = 0,113 \text{ K/W} \quad (24)$$

Celkový tepelný odpor zvyšujícího i snižujícího měniče:

$$R_{th(j-c)TOT} = \frac{R_{th(j-c)boost} \cdot R_{th(j-c)bridge}}{R_{th(j-c)boost} + R_{th(j-c)bridge}} = \frac{0,45 \cdot 0,113}{0,45 + 0,113} = 0,090 \text{ K/W} \quad (25)$$

Byl vybrán chladič L 140 typ 34.2 od firmy Polovodiče a.s. s hodnotou tepelného odporu $R_{th(h-a)} = 0,650 \text{ K/W}$ pro přirozené chlazení a $R_{th(h-a)} = 0,185 \text{ K/W}$ pro nucené chlazení. Tvar chladiče a jeho základní rozměry jsou uvedeny na obr. 23.



Obr. 23 - Tvar a rozměry chladiče L 140 typ 34.2

Nyní ještě zbývá ověřit správnost volby chladiče a to tak, že si vypočteme teplotu PN přechodu, pomocí jednoduchého vyjádření teplotních rozdílů mezi jednotlivými rozhraními a ty sečteme společně s teplotou okolního prostředí.

Tepelná ztráta mezi PN přechodem a chladičem:

$$T_{(j-h)} = R_{th(j-h)TOT} \cdot P_{TOT} = 0,09 \cdot 72 = 6,5 \text{ K} \quad (26)$$

Tepelná ztráta na chladiči:

$$T_{(h-a)} = R_{th(h-a)} \cdot P_{TOT} = 0,650 \cdot 72 = 46,8 \text{ K} \quad (27)$$

Výsledná teplota polovodičového přechodu:

$$T_j = T_{(j-h)} + T_{(h-a)} + T_a = 6,5 + 46,8 + 35 = 88,3 \text{ °C} \quad (28)$$

Zvolený chladič vyhovuje, teplota PN přechodu nepřesahuje T_{jmax} při okolní teplotě 35°C. Vzhledem k tomu, že jsme použili nucené vzduchové chlazení, teplota soustavy bude ve skutečnosti ještě nižší a to zaručuje provoz i při vyšších teplotách okolí než pro jakou byl měnič navržen [10].

2.5 Výpočet potřebné kapacity baterie superkapacitorů

Při stanovení výsledné kapacity vycházíme z požadavku funkce zařízení jako záložního zdroje. Dle zadání má měnič dodávat jmenovitý výkon po dobu jedné minuty. Nejdříve musíme stanovit velikost energie, která má být uložena v superkapacitorech. Požadované množství akumulované energie:

$$W_a = P \cdot t = U_{SC} \cdot I \cdot t = 70 \cdot 20 \cdot 60 = 84 \text{ kJ} \quad (29)$$

Zadané napětí superkapacitorové baterie $U_{SC} = 70\text{V}$ stanovuje potřebný počet článků baterie. Články jsou řazeny sériově. Vzhledem k dostupnosti na našem trhu byly zvoleny superkapacity od firmy Maxwell. Jejich maximální napětí na jednom článku je 2,7 V. Celkový počet superkapacitorů je tedy:

$$n = \frac{U_{SC}}{U_{cell}} = \frac{70}{2,7} = 26 \text{ článků} \quad (30)$$

Tento počet článků musíme brát jako minimální hodnotu, protože jsme počítali s maximální hodnotou napětí 2,7 V na článek. Při praktické realizaci však počtu článků ovlivňuje i způsob, jakým ošetříme řízení napětí na člancích. Pokud nebudeme uvažovat o aktivním řízení napětí článku, je vhodné použít více článků než vychází ze vztahu (30). Použitím většího počtu superkapacitorů snížíme napětí připadající na jeden článek, čímž vznikne určitá bezpečnostní rezerva. Z důvodu stanoveného minimálního odběru superkapacitorů od dodavatele, bylo objednáno 30 kusů superkapacitorů. Při takovém počtu kusů si můžeme dovolit zvýšit hodnotu U_{SC} na 75V. Napětí připadající na jeden článek bude:

$$U_{cell} = \frac{U_{SC}}{n} = \frac{75}{30} = 2,5 \text{ V} \quad (31)$$

Velikost energie uložené v baterii superkapacitorů je dána obecným vztahem:

$$W_s = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot U_{SC}^2 \quad [J] \quad (32)$$

Energii uloženou v superkapacitoru však nemůžeme využít celou z důvodu klesající účinnosti přenosu energie při malých napětích superkapacitoru. Proto si zvolíme minimální hodnotu U_2 , při které budou ztráty ještě akceptovatelné, na 50% maximální hodnoty napětí baterie. Množství uložené energie, kterou jsme schopni při dobré účinnosti přenosu využít je:

$$W_{ef} = \frac{1}{2} \cdot C_2 \cdot \left(U_{SC}^2 - \frac{U_{SC}^2}{2} \right) \quad [J] \quad (33)$$

Po úpravě vztahu dostáváme hodnotu energie, kterou je možno ze superkapacitorů odčerpat:

$$W_{ef} = \frac{3}{8} \cdot C \cdot U_2^2 \quad [J] \quad (34)$$

Odtud si můžeme vyjádřit potřebnou hodnotu kapacity baterie, při podmínce požadovaného množství využitelné energie $W_{ef} = W_a$:

$$C_{TOT} = \frac{8}{3} \cdot \frac{W_{ef}}{U_2^2} = \frac{8}{3} \cdot \frac{84 \cdot 10^3}{75^2} = 39,8 \text{ F} \quad (35)$$

Nyní si stanovíme hodnotu kapacity jednoho článku:

$$C_{cell} = C_{TOT} \cdot n = 39,8 \cdot 30 = 1194 \text{ F} \quad (36)$$

Pro realizaci byly vybrány články BCAP1200 P270, jejichž základní parametry uvádí tabulka č. 3.

parametr	článek	baterie
kapacita [F]	1200	40
maximální napětí [V]	2,7	81
ESR _{DC} [mΩ]	0,58	17,4
zkratový proud [A]	3750	

Tab. 3 - Základní parametry baterie superkapacitoru

2.5.1 Návrh vstupního filtračního kondenzátoru C_1

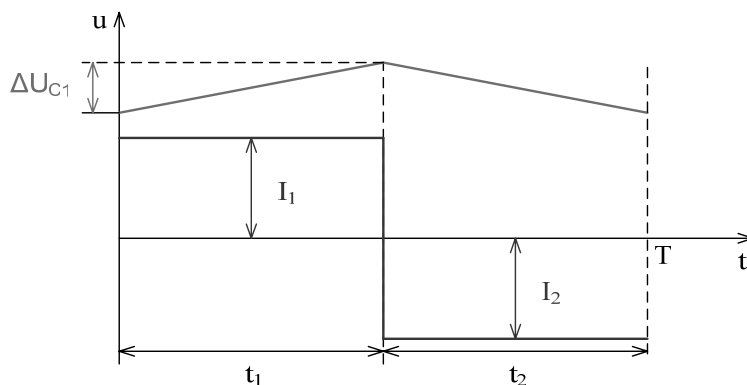
Vstupní filtrační kondenzátor byl navržen tak, aby při přenosu energie ze vstupu měniče do superkapacitoru vstupní napětí neklesalo o více jak 2%. Vstupní hodnotu napětí uvažujeme 30 V, což odpovídá napětí na výstupních svorkách palivového článku při jmenovité hodnotě proudu. Vycházíme z obecného vztahu určujícího proud kapacitoru:

$$i(t) = C \frac{du(t)}{dt} \quad [A] \quad (37)$$

Pro zjednodušení výpočtu uvažujeme konstantní hodnotu vstupního proudu $i(t) = I_{1AV}$ po dobu trvání poloviny spínací periody měniče. Situace je zachycena na obr. 24.

Pro stanovení potřebné kapacity kondenzátoru zbývá ještě vyjádřit ze vztahu (37) kapacitu a dosadit příslušné hodnoty:

$$C_1 = \frac{I_{1AV} \cdot t_1}{\Delta U_{C1}} = \frac{48 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{0,6} = 2 \text{ mF} \quad (38)$$



Obr. 24 - Průběh vstupního napětí při konstantním vstupním proudu

2.5.2 Návrh filtračního kondenzátoru C_3

Z důvodu možnosti rychlého uzavírání proudů tekoucích ve dvojčinném měniči je v zapojení měniče použit kondenzátor C_3 . Baterie superkapacitorů nemůže plnit tuto funkci z důvodu její velké časové konstanty. Hodnota jeho kapacity byla stanovena na 1mF. Oba kondenzátory by měli mít co nejmenší hodnotu ESR.

2.6 Návrh transformátoru

Při návrhu transformátoru chceme docílit hlavně jednoduchosti výroby a dobrého využití magnetického materiálu jádra. S tím je spojen i požadavek na minimální rozměry transformátoru. Oba tyto požadavky jsou zohledňovány již při volbě koncepce měniče. Použitím dvojčinného měniče a můstkového usměrňovače redukuje požadavky na konstrukční provedení vinutí transformátoru. Jednoduchost provedení transformátoru zaplatíme vyšší složitostí řízení dvojčinného měniče oproti jiným koncepcím a na sekundární straně vyššími ztrátami vedením na můstkovém usměrňovači ve srovnání s uzlovým usměrňovačem. Zvýší se i celkový počet použitých polovodičových prvků, což se však při srovnání s náročností a cenou výroby transformátoru jeví jako nepodstatné. Vzhledem k tomu, že jsou na katedře dostupná feritová jádra pod označením UU93 z materiálu FONOX H21 firmy Pramet, ověříme zda vyhovují požadavkům naší aplikace.

Základní parametry jádra UU93:

$S_e = 840 \text{ mm}^2$	efektivní průřez jádra
$l_e = 354 \text{ mm}$	efektivní délka siločáry v jádře
$V_e = 297\,000 \text{ mm}^3$	efektivní objem jádra
$\mu_{rFe} = 1800$	relativní permeabilita materiálu jádra

Amplituda magnetizačního proudu transformátoru je:

$$I_{\mu MAX} = \frac{U_{SC}}{2 \cdot L_2} \cdot t_{1MAX} = \frac{U_{SC}}{2 \cdot L_2} \cdot \frac{T}{2} = \frac{U_{SC}}{4 \cdot f \cdot L_2} \quad [A] \quad (39)$$

Pokud budeme uvažovat pohyb pracovního bodu pouze v lineární oblasti magnetizační charakteristiky materiálu jádra, tzn. $|B| \leq B_{MAX}$ pak platí:

$$\Psi_{MAX} = N_2 \cdot \Phi_{\mu MAX} = N_2 \cdot B_{MAX} \cdot S_{FE} = L_2 \cdot I_{\mu MAX} \quad [Wb] \quad (40)$$

Nyní stačí dosadit rovnici (39) do (40) a vyjádřit počet primárních závitů:

$$\Psi_{MAX} = L_2 \cdot \frac{U_{SC}}{4 \cdot f \cdot L_2} \Leftrightarrow N_2 \cdot B_{MAX} \cdot S_{FE} = \frac{U_{SC}}{4 \cdot f} \quad [Wb] \quad (41)$$

$$N_2 = \frac{U_{SC}}{4 \cdot f \cdot B_{MAX} \cdot S_{FE}} = \frac{70}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0,3 \cdot 840 \cdot 10^{-6}} = 3,47 \approx 4 \quad (42)$$

Pro stanovení počtu závitů sekundárního vinutí transformátoru uvažujeme zjednodušující předpoklad rovnosti činných výkonů v dvojčinném měniči. Pak platí:

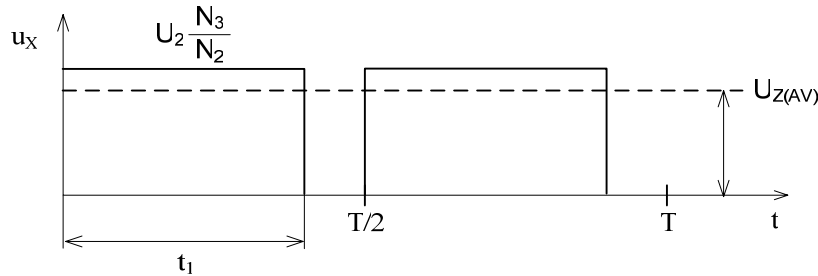
$$P_{\varepsilon} = P_{1\varepsilon} = P_{2\varepsilon} = P_Z = U_Z \cdot I_Z \quad [W] \quad (43)$$

$$P_{\varepsilon} = P_{2\varepsilon} = \frac{2}{T} \int_0^T u_{L2} \cdot i_{L2} dt = \frac{2}{T} \int_0^{t_1} U_{SC} \frac{N_3}{N_2} \cdot I_Z dt = U_{SC} \cdot \frac{N_3}{N_2} \cdot 2 \cdot \frac{t_1}{T} \cdot I_Z = U_{SC} \cdot \frac{N_3}{N_2} \cdot 2 \cdot z \cdot I_Z = U_Z \cdot I_Z \quad (44)$$

Z předchozího vztahu tedy dostáváme počet závitů sekundárního vinutí:

$$N_3 = \frac{N_2 \cdot U_Z}{U_{SC} \cdot 2 \cdot z} = \frac{4 \cdot 245}{70 \cdot 2 \cdot 0,35} = 20 \quad (45)$$

kde U_Z představuje střední hodnotu napětí na výstupu při zatěžiteli $z = 0,35$.



Obr. 25 - Průběh výstupního napětí měniče

Zvolená hodnota střidy vychází ze dvou požadavků. Její horní mez je teoreticky limitována hodnotou 0,5. Díky nutnosti zabezpečit správný a bezpečný chod měniče se hodnota maximální střidy volí $z < 0,45$. Při návrhu transformátoru však musíme uvažovat i situaci, kdy dojde k poklesu vstupního napětí dvojčinného měniče U_{SC} . V případě, že bychom zvolili jmenovitou hodnotu střidy příliš vysokou, výstupní napětí měniče by vlivem menšího U_{SC} také pokleslo a neexistovala by možnost jak jej zvýšit. Proto je zvolená hodnota střidy kompromisem mezi těmito dvěma krajními stavy.

Z obecných vztahů vyjádříme indukčnost primárního vinutí transformátoru:

$$L_2 = N_2^2 \cdot \lambda_m = N_2^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rFE} \cdot \frac{S_{FE}}{l_{FE}} = 4^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1800 \cdot \frac{840 \cdot 10^{-6}}{354 \cdot 10^{-3}} = 86 \mu H \quad (46)$$

Výpočet indukčnosti sekundárního vinutí:

$$L_3 = N_3^2 \cdot \lambda_m = N_3^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_{rFE} \cdot \frac{S_{FE}}{l_{FE}} = 20^2 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 1800 \cdot \frac{840 \cdot 10^{-6}}{354 \cdot 10^{-3}} = 2,15 mH \quad (47)$$

Z rovnosti výkonů určíme maximální hodnotu výstupního proudu:

$$I_{3MAX} = \frac{P_{\check{C}}}{U_Z} = \frac{1200}{350} = 3,43 A \quad (48)$$

Pokud neuvažujeme magnetizační složku proudu, proud protékající sekundárním vinutím má obdélníkový tvar o amplitudě I_Z . Délka těchto proudových pulzů přitom závisí na hodnotě střídavé. Efektivní hodnota výstupního proudu daného je pak:

$$I_{3EF} = I_{3MAX} \cdot \sqrt{2 \cdot z} = 3,43 \cdot \sqrt{0,7} = 2,87 A \quad (49)$$

Pokud neuvažujeme ztráty způsobené rozptylem transformátoru, můžeme určit z převodu transformátoru efektivní hodnotu proudu primárního vinutí, opět zanedbáváme magnetizační proud transformátoru:

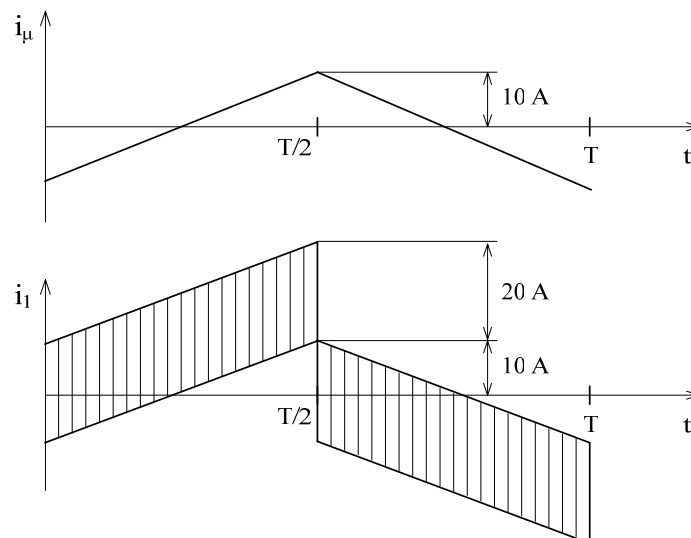
$$I_{2EF} \cdot N_2 = I_{3EF} \cdot N_3 \quad (50)$$

$$I_{2EF} = \frac{N_3}{N_2} \cdot I_{3EF} = \frac{20}{4} \cdot 2,87 = 14,35 A \quad (51)$$

Maximální amplituda magnetizačního proudu (pro $s = 0,5$):

$$I_{\mu MAX} = \frac{U_1}{4 \cdot f \cdot L_1} = \frac{70}{4 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 86 \cdot 10^{-6}} = 10,17 A \quad (52)$$

Výsledná hodnota magnetizačního je poměrně velká, proto musíme počítat s tím, že předchozí vypočtené hodnoty proudů na primární a sekundární straně budou ve skutečnosti vyšší.



Obr. 26 - Průběh vstupního a magnetizačního proudu

Průběh magnetizačního a vstupního proudu pro mezní případ $z = 0,5$ znázorňuje obr. 26. Velikost amplitudy vstupního proudu je stanovena z obecně známého vztahu pro napětí cívky:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad [V] \quad (53)$$

Uvažujme opět lineární průběhy veličin a konstantní velikost napětí, pak platí:

$$di_L = \frac{U_{SC}}{L_2} \cdot dt \Rightarrow i_L = \int_0^{t_1} \frac{U_{SC}}{L_2} \cdot dt = \frac{U_{SC}}{L_2} \int_0^{t_1} dt = \frac{U_{SC}}{L_2} \cdot t_1 = \frac{70}{86 \cdot 10^{-6}} \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 20,3 \text{ A} \quad (54)$$

Při návrhu vodičů vinutí je důležité stanovit si maximální hodnotu proudové hustoty ve vinutích. Maximální proudovou hustotu ve vodičích uvažujeme s ohledem na dovolené oteplení vodičů $J = 5 \text{ A} \cdot \text{mm}^{-2}$. Potřebný průřez primárního a sekundárního vodiče při zvolené proudové hustotě vyjde:

$$S_{CU2} = \frac{I_{2EF}}{J} = \frac{20}{5} = 4 \text{ mm}^2 \quad S_{CU3} = \frac{I_{3EF}}{J} = \frac{2,86}{5} = 0,57 \text{ mm}^2 \quad (55)$$

Při použité spínací frekvenci však nemůžeme ignorovat účinky elektrického povrchového jevu. Velikost skinefektu je posuzována tzv. hloubkou vniku. Ta je definována jako:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \frac{1}{\rho} \cdot \mu_0 \cdot f}} \quad [m] \quad (56)$$

Výsledná hodnota pro měděný vodič a frekvenci 30kHz vychází $\sigma = 0,39 \cdot 10^{-3} \text{ m}$. Frekvence byla dosazována s přihlédnutím na fakt, že proud protékající obvodem bude mít díky svému tvaru velký obsah neharmonických složek. Uvedený vzorec pro výpočet hloubky vniku je však odvozen z harmonického průběhu proudu. Proto je doporučeno navýšit základní spínací frekvenci zhruba o 50% své hodnoty [2]. Průměr použitých vodičů by neměl překročit hodnotu 3σ , tedy 1,2 mm. Proto je nutné primární vinutí navinout čtyřmi paralelními vodiči o průřezu $1,5 \text{ mm}^2$. Vinutí sekundáru je možné provést vodičem nižšího průřezu, z důvodu dostupnosti použijeme opět vodič o průřezu 1,5 mm.

Dle údajů výrobce umožňují zmiňovaná jádra přenos výkonu o velikosti až 2350 W při frekvenci 20 kHz a oteplením $\Delta v = 30 \text{ K}$ [14]. Návrh takového transformátoru není věc příliš jednoduchá a vzhledem k provedenému počtu zjednodušení při výpočtu, musíme předpokládat, že výsledné vlastnosti realizovaného transformátoru se nemusejí v plné míře shodovat s vypočtenými parametry a k ověření skutečných vlastností je třeba provést měření.

2.7 Tlumivky

2.7.1 Návrh vstupní tlumivky L_1

Při návrhu indukčnosti tlumivky L_1 potřebujeme docílit toho, aby energie naakumulovaná v cívce během doby sepnutí tranzistoru T_1 v jednom cyklu byla schopna pokrýt energii proudu tekoucího do superkapacitoru během doby vedení diody D.

Energie elektrického pole je definována takto:

$$E_e = W = Q \cdot U = U \cdot I \cdot t \quad [J] \quad (57)$$

Energie magnetického pole cívky:

$$E_m = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad [J] \quad (58)$$

Pokud neuvažujeme ztráty vzniklé přenosem energie mezi tlumivkou a superkapacitorem, musejí se tyto energie rovnat. Zbývá vyjádřit hledanou hodnotu indukčnosti. Pozn. (do vzorců musíme dosadit správné hodnoty proudů, proud tekoucí cívkou je vstupní proud I_1 , proud tekoucí do superkapacitoru je samozřejmě I_{SC} , dobu sepnutí uvažujeme polovinu periody spínání):

$$E_e = E_m$$
$$U_{SC} \cdot I_{SC} \cdot t = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_1^2 \Rightarrow L = \frac{2 \cdot U_{SC} \cdot I_{SC} \cdot t}{I_1^2} = \frac{2 \cdot 75 \cdot 16 \cdot 25 \cdot 10^{-6}}{48^2} = 26 \mu H \quad (59)$$

2.7.2 Návrh výstupní tlumivky L_4

Tlumivka L_4 plní v obvodu dvě funkce. První funkcí je zajištění spojitého proudu na výstupu měniče, druhou je ochranná funkce diod výstupního usměrňovače při prvotním spuštění dvojčinného měniče. Předpokládáme, že při startu celého měniče nejdříve nabijeme baterii superkapacitorů na jmenovité napětí 75V. Až bude baterie plně nabita, teprve spustíme dvojčinný měnič. Na jeho výstupu bude připojen spotřebič, který obsahuje na vstupu zcela jistě kapacitu a tato kapacita je nenabitá. Pokud by v obvodu nebyla zařazena tlumivka L_4 , kapacita by se zachovala jako zkrat a tím by mohlo dojít k proudovému přetížení diod usměrňovacího můstku. Proto tlumivku L_4 navrhujeme tak, aby omezila hodnotu protékajícího proudu na hodnotu nižší než je maximální proudová zatížitelnost použitých diod I_{FSM} . Pokud budeme uvažovat akceptovatelnou hodnotu nárazového proudu 60A, vyjde nám dle vztahu (61) hodnota výstupní indukčnosti. Vycházíme z obecně známého vztahu pro určení napětí cívky

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} \quad [V] \quad (60)$$

Z uvedeného vztahu si vyjádříme hodnotu proudu. Pro zjednodušení výpočtu uvažujeme lineární průběhy veličin a konstantní výstupní napětí:

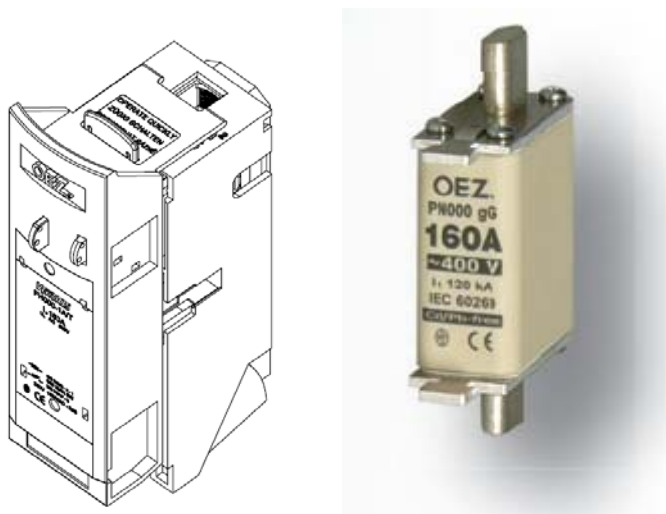
$$L_4 = \frac{U_3}{I_{MAX}} \cdot t = \frac{350}{60} \cdot 25 \cdot 10^{-6} = 146 \mu H \quad (61)$$

2.8 Návrh usměrňovacího můstku

Vycházíme ze zjednodušeného vztahu pro Při spínací frekvenci měniče 20 kHz musíme pro usměrnění sekundárního napětí VF transformátoru použít rychlé diody s co nejmenší dobou zotavení, abychom zamezily velkým ztrátám vznikajícím při komutaci proudu vlivem velké hodnoty komutačního náboje diody Q_r . Diody je třeba také správně napětově dimenzovat. Hodnota výstupního napětí je 350 V, pokud vyjdeme z předpokladu rovnoměrného rozložení závěrného napětí na obou diodách, můžeme uvažovat se závěrným napětím diody U_R okolo 400 V. V případě nerovnoměrného rozložení závěrného napětí diody dimenzujeme až v krajním případě na hodnotu $2U_R$. Zvolili jsme kompromisní hodnotu závěrného napětí $U_R = 600$ V. Těmto podmínkám vyhovují a jsou snadno dostupné diody MUR 1560 od FAIRCHILD Semiconductor. Tato dioda má maximální dobu zotavení garantovanou výrobcem 60 ns a hodnotu I_{FSM} rovnu 200 A. Maximální střední hodnota propustného proudu této diody je 15 A, což výrazně přesahuje naše požadavky. Kvůli chlazení jsou diody jsou připevněny na boční stranu chladiče. Protože mají diody vyvedenou katodu na chladičovou plošce, musejí být izolovány pomocí izolačních podložek.

2.9 Jištění

Ke vstupu měniče bude připojen palivový článek NEXA Power Module o výkonu 1200 W od firmy BALLARD. Jmenovitý proud palivového článku je 48 A. Vstup měniče tedy bude jistit 50 A pojistka. V měniči je třeba jistit i baterii superkapacitorů. Hodnota pojistky pro jištění superkapacitoru je zvolena podle špičkové hodnoty proudu tekoucího dvojitým měničem, která činí 25 A. Pro jištění měniče byly vybrány pojistky PN000 50A gG a PN000 25A gG od firmy OEZ Letohrad. Jedná se nožové pojistky, které jsou umístěny v odpínačích typu FH000-1A/T od stejného výrobce.

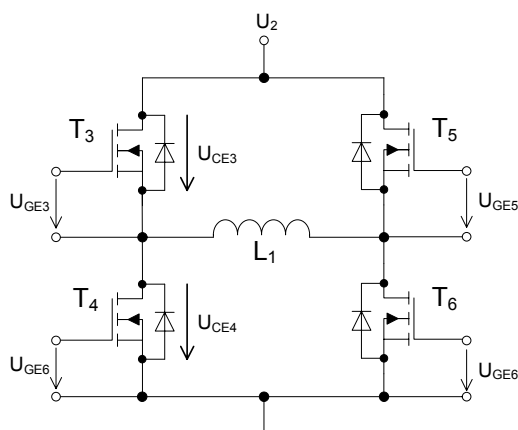


Obr. 27 - Odpínač FH000-1A/T a pojistka [15]

Volba typu nožových pojistek není náhodná a souvisí zejména v možnostech uchycení odpojovače k měniči. Pro montáž odpojovačů pro válcové pojistky je třeba k uchycení kolmá stěna, která musí být vhodně umístěna tak, aby byl odpojovač v dosahu obsluhy, tzn. přepážka musí být umístěna souběžně v určité vzdálenosti s vnější stěnou měniče. V konstrukčním návrhu se z důvodu nedostatku místa a z důvodu zabránění zmenšování prostoru, který je určen k proudění vzduchu v měniči, přistoupilo k použití odpojovačů pro nožové pojistky. Ty lze totiž uchytit přímo na boční kryt měniče.

2.10 Budící obvody

Tyto obvody zajišťují korektní zapnutí a vypnutí výkonového spínače. Předcházíme tak nárůstu spínacích ztrát měniče, které jsou způsobeny nedokonalým tzn. příliš pozvolným průběhem sepnutí a rozepnutí tranzistoru. Použitím těchto obvodů také zabezpečujeme správnou funkci měniče a snižujeme riziko vzniku poruchového stavu. Základní funkcí budících obvodů je zajistit vhodný tvar impulzu a jeho dostatečnou výkonovou úroveň. Navíc z hlediska bezpečnosti je vhodné, aby galvanicky oddělovaly obvody výkonové od obvodů generující řídicí impulzy.



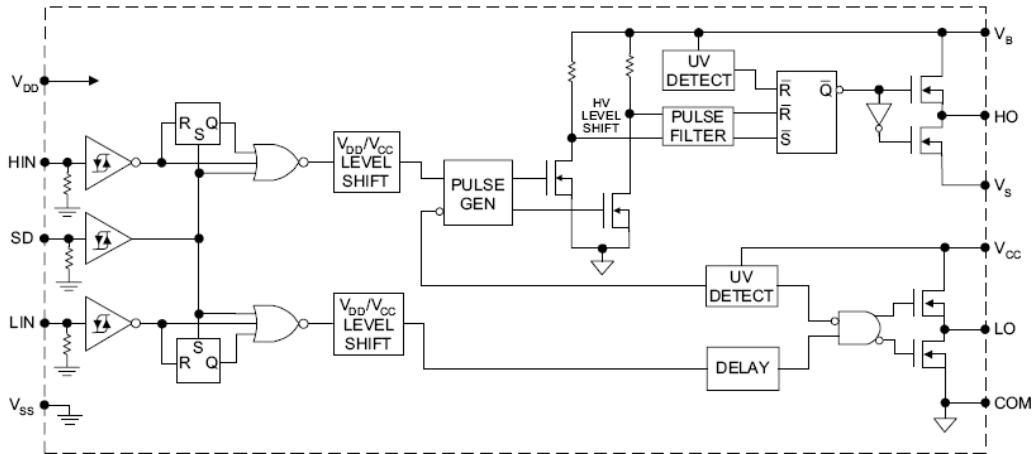
Obr. 28 - Orientace řídicích napětí v obvodu dvojčinného měniče

Při výběru vhodného obvodu si musíme uvědomit, že není možné budit gate vrchního a spodního tranzistoru budičem, který má hodnoty řídicích napětí U_{GE} vztažené vzhledem k společnému vodiči. Na obrázku 28 je uvedeno zapojení dvojčinného měniče společně s vyznačenou orientací řídicích napětí. Nyní si popíšeme, jaké nastanou v obvodu poměry, při jeho funkci. V okamžiku kdy je tranzistor T_3 vypnutý a T_4 zapnutý, je úbytek na tranzistoru U_{CE4} v řádu jednotek voltů (saturační napětí tranzistoru). V této situaci je source horního tranzistoru T_3 přibližně na potenciálu společného vodiče. V opačném případě, kdy je T_3 zapnutý a spodní tranzistor T_4 vypnutý, je na zavřeném tranzistoru závěrné napětí blíží se hodnotě napětí baterie superkapacitorů U_{SC} . Nyní se potenciál source T_3 rovná téměř hodnotě U_{SC} .

Protože je řídicí napětí tranzistorů vztaženo mezi gate a source, musí se i potenciál budícího obvodu pro horní tranzistor měnit ve stejných mezích, tedy téměř o hodnotu U_{SC} . Z tohoto

důvodu musíme použít tzv. plovoucí budič, který má potenciálově oddělenou část určenou pro spodní spínač od plovoucí části pro vrchní spínač.

Na pozici budičů byly vybrány obvody firmy IR typu 2110. Ty v sobě obsahují dvojici na sobě nezávislých kanálů, které jsou určeny pro řízení IGBT nebo MOSFET tranzistorů zapojených jako high + low side switch.



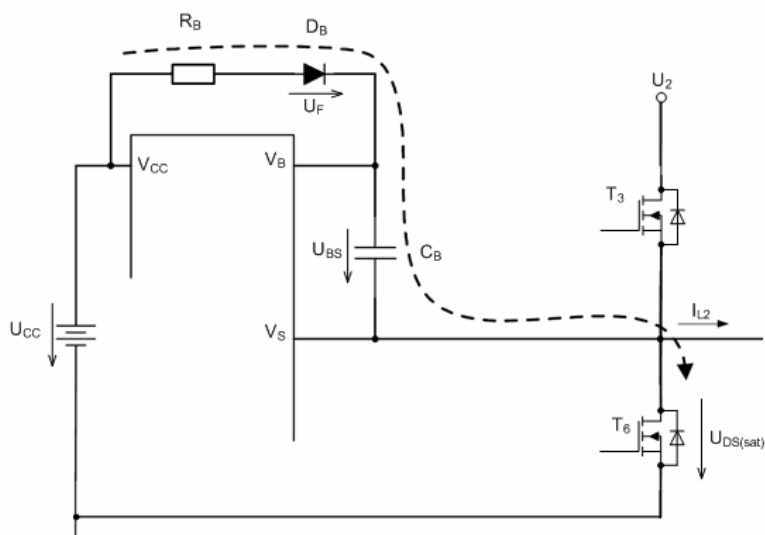
Obr. 29 - Vnitřní struktura IR 2110 [17]

Popis vnitřní struktury budiče:

Vstupní logická část je plně kompatibilní s LSTTL i CMOS logickými úrovněmi. Její napájecí napětí se může pohybovat v rozsahu $U_{DD} = 3,3 - 20 \text{ V}$. Na všech vstupech jsou umístěny Schmittovy klopné obvody s hysterezí $10\% U_{DD}$. Ze schématu je zřejmé, že aktivní úroveň pro vstupy budiče je log. 1. Funkci budičů také můžeme zcela zablokovat přivedením aktivní log. úrovně na vstup označený SD (Shut Down). Vstupem HIN slouží k ovládní výstupu určeného pro horní spínač HSS (High Side Switch), LIN ovládá výstup pro dolní spínač LSS (Low Side Switch). Protože se napájecí napětí vstupní logické části může lišit od napájecího napětí výkonové části budiče, jsou v obvodu zapojeny převodníky mezi těmito napěťovými úrovněmi (VDD/VCC Level Shift).

Dále následují dva kanály HSS a LSS. Kanál LSS je jednodušší, obsahuje pouze zpožďovací člen a funkci pro hlídání velikosti napájecího napětí U_{CC} . Pokud z nějakého důvodu napětí U_{CC} poklesne pod výrobcem deklarovanou hodnotu (typicky $8,6 \text{ V}$), dochází k zablokování funkce budiče. Je to z důvodu toho, aby nedocházelo vlivem nedostatečného výkonu budícího impulsu k pomalému nebo neúplnému sepnutí tranzistoru. Koncový stupeň obvodu je tvořen dvojicí tranzistorů v dvojjinném zapojení. Vrchní tranzistor je sepnut při požadavku sepnutí součástky a dodává tak proud nabíjející vstupní kapacitu hradla výkonového tranzistoru. Naopak spodní tranzistor vybíjí vstupní kapacitu gatu a tím výkonový tranzistor vypíná. Špičková hodnota výstupního proudu budiče je garantována výrobcem na 2 A po dobu maximálně $10 \mu\text{s}$. Oproti LSS kanál HSS obsahuje navíc převodník napěťových úrovní pro vstupní impulsy (HV Level Shift), které převede na odpovídající napěťovou hladinu vztaženou k V_S . Z ním jsou ještě zařazeny bloky podpěťové ochrany a filtru, který nepropouští pulzy kratší než 50 ns a zvyšuje tak šumovou odolnost budiče. Zpoždění mezi jednotlivými kanály by nemělo přesáhnout 20 ns .

Tato metoda má samozřejmě i svá omezení. Především je zřejmé, že horní a dolní spínač se musejí periodicky střídát v činnosti, aby bylo zajištěno nabíjení C_B . Tato podmínka je z principu činnosti dvojčinného měniče splněna. Jiná situace nastává v případě vstupního zvyšujícího měniče. Zde dochází ke spínání pouze dolního tranzistoru. Proto využíváme z obvodu IR 2110 pouze kanál LSS, který je napájen ze zdroje U_{CC} . Další omezení použití bootstrapu je ovlivněno volbou správné kapacity kondenzátoru C_B . Velikost náboje kondenzátoru C_B ovlivňuje dosažitelnou hodnotu střidy a dobu, po kterou může být tranzistor sepnutý.



Obr. 30 - Princip nabíjení kondenzátoru C_B [5]

$$Q_B = 2 \cdot Q_g + \frac{I_{qb(MAX)}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cb(LEAK)}}{f} \quad [C] \quad (62) [5]$$

Q_g	náboj potřebný pro sepnutí řídicí elektrody tranzistoru
Q_{is}	náboj potřebný pro převodník napět. úrovní
I_{qb}	klidový proud kanálu HSS
I_{cb}	svodový proud kondenzátoru C_B

Protože na místo C_B byl použit tantalový kondenzátor, můžeme zanedbat svodový proud, výsledný náboj je tedy roven:

$$Q_B = 2 \cdot 8 \cdot 10^{-7} + \frac{230 \cdot 10^{-6}}{20 \cdot 10^3} + 5 \cdot 10^{-9} = 1,6 \mu C \quad (63) [5]$$

Nyní, když známe potřebný náboj, zbývá stanovit kapacitu kondenzátoru. Velikost kapacity musí být taková, aby při vybíjení kondenzátoru jeho napětí nekleslo pod hodnotu 8,6 V. To by mělo za následek spuštění ochranných obvodů indukujících nízké napájecí napětí. Kapacita kondenzátoru tedy musí být:

$$C_B \geq \frac{2 \cdot Q_B}{U_{CC} - U_f - U_{ls} - U_{MIN}} = \frac{2 \cdot 1,6 \cdot 10^{-6}}{15 - 1 - 0,5 - 8,6} = 650 nF \quad (64) [5]$$

kde

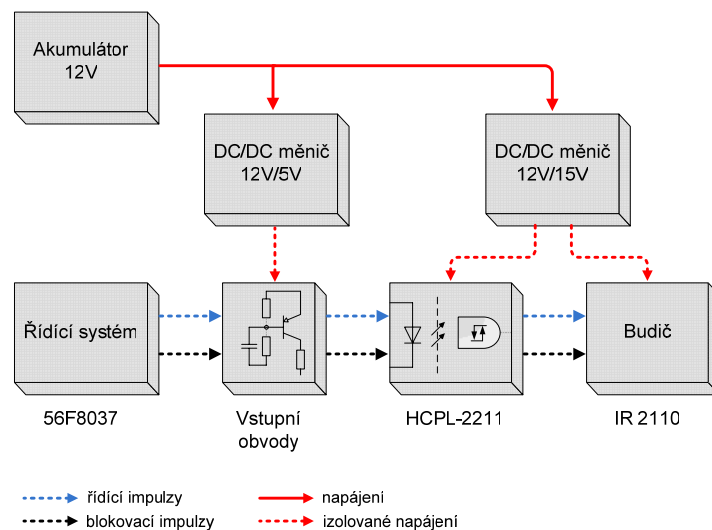
U_f propustné napětí diody D_B
 U_{ls} úbytek napětí na sepnutém LSS
 U_{MIN} minimální napětí mezi V_B a V_S

Vypočtená kapacita kondenzátoru C_B představuje minimální použitelnou hodnotu. Je doporučeno použít až 15 větší hodnotu kapacity a to pro zamezení rizika přebíjení kondenzátoru a kvůli zmenšení zvlnění napětí U_{BS} . Z těchto důvodů byl v zapojení použit tantalový kondenzátor 47 μF .

Dioda D_B musí být dimenzována na závěrné napětí o velikosti U_2 a měla mít velmi krátkou dobu zotavení, cca $t_{rr} \leq 100 ns$. Těmto požadavkům vyhovuje použitá ultra rychlá dioda MUR 120, s dobou zotavení menší než 35 ns a závěrným napětím $U_R = 200 V$.

Navržená koncepce budících obvodů

Pro napájení celé desky je využito stejnosměrné napětí akumulátoru. Bylo tak rozhodnuto s ohledem na uvažované umístění měniče do elektromobilu. V případě že by externí napájení nebylo k dispozici, zdrojem energie pro tyto obvody byl palivový článek. Výstupní napětí článku se pohybuje v rozmezí od 25 až 45 V v závislosti na svém zatížení. Proto by bylo nutné provést jeho předstabilizaci na akceptovatelnou hodnotu pro použité DC/DC měniče.



Obr. 31 - Blokové schéma uspořádání budících obvodů

Galvanické oddělení řídicí a výkonové části zajišťuje optočlen HCPL-2211. Jedná se o velmi rychlý optočlen s rychlostí dosahující až 5MBd. Jeho izolační schopnost je až 2500 V. Je napájen ze zvyšujícího DC/DC měniče napětím 15 V, viz. obr. 31. Druhý DC/DC měnič napájí vstupní obvody, které zajišťují propojení výstupu řídicího systému se vstupní částí optočlenu. Celé schéma desky budičů je uvedeno v příloze č.3.

2.11 Měření veličin měniče

Pro měření proudů byla zvolena čidla od firmy LEM. Ke své činnosti využívají princip Hallova jevu. Použití těchto čidel také zaručuje galvanické oddělení měřeného proudu od výstupní naměřené hodnoty. Zvolená proudová čidla mají napěťový výstup, který je náchylnější k rušení než výstup proudový. Proto je třeba vhodně ošetřit stínění vodičů propojujících výstupy čidel s A/D převodníky řídicího systému.

Při výběru vhodného typu čidla byla věnována pozornost především dostatečné přesnosti měření společně s požadavkem jednoduchého napájení. Těmto požadavkům vyhovují čidla typové řady CASR a CKSR, které jsou určeny pro montáž do desky plošných spojů. Tyto typy mají vyvedené interní referenční napětí, které je možné využít jako referenci pro A/D převodníky za účelem odstranění teplotního závislosti referenčního napětí.

Pro měření vstupního proudu slouží čidlo CKSR 50 - NP se jmenovitou hodnotou měřeného proudu 50 A. Toto čidlo je použito i pro měření proudu superkapacitorové baterie. Prostou změnou počtu primárních závitů (provádíme změnou zapojení primární části) nastavíme proudový rozsah čidla na potřebnou hodnotu, tedy na 25 A. Výstupní proud je měřen čidlem typu CASR 6 - NP, které má nastaven jmenovitý měřený proud na hodnotu 3 A. Typ čidla CASR má shodné vlastnosti jako řada CKSR, liší se je počtem primárních závitů a footprintem. Přehled základních vlastností použitých čidel je uveden v tab.4.

parametr	symbol	hodnota
napájecí napětí	U_C	$5 \pm 0,25$ [V]
referenční napětí	U_{REF}	2,5 [V]
výstupní napětí	U_{OUT}	0,375 - 4,625 [V]
přesnost (25°C)	X	0,8 % I_{PN}
zpoždění (náběžné i sestupné hrany)	t_r, t_{ra}	<3 [μs]
rozsah frekvenčního pásma(±1 dB)	BW	200 [kHz]

Tab. 4 - Základní parametry proudových čidel [13]

2.12 Řízení napětí článků superkapacitorové baterie

Vzhledem k tomu, že superkapacitory dosahují hodnoty napětí jednoho článku pouze 2,7 V, nevyhneme se v naprosté většině aplikací potřeby spojit články do série za účelem navýšení napětí, z důvodu zachování dobré účinnosti přenosu energie. To však s sebou nese další komplikace, způsobené nemožností vyrobit dva články s naprosto shodnými parametry.

Největší nebezpečí představuje nesymetrické rozložení napětí baterie superkapacitorů mezi jednotlivými články, což je způsobeno rozdílnými hodnotami kapacity jednotlivých článků. Při překročení maximálního dovoleného napětí článku dochází k destrukci článku a potenciálně ke zničení celé baterie superkapacitorů. Stejně negativní účinky může mít i přepólování článku. K němu může dojít např. vlivem rozptylu hodnot svodových odporů článků při vybíjení baterie. Vzhledem k výše popsaným jevům, musíme zajistit bezpečný provoz měniče. Proto je nutné navrhnout a zkonstruovat systém jehož funkcí je monitorování a řízení napětí na superkapacitorech.

Používané metody řízení napětí článků můžeme rozdělit podle energetické účinnosti na aktivní a pasivní. Jak je již s názvů patrné, u aktivní metody nedochází k maření energie jako u pasivní metody.

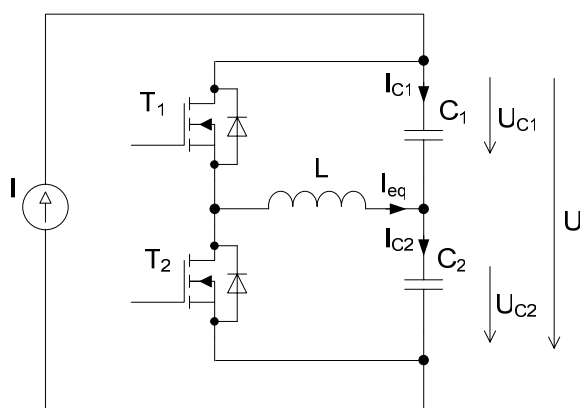
Ukažme si základní varianty pasivní metody. Nejjednodušší je připojit ke každému článku paralelně rezistor, který zajistí symetrické rozložení napětí na člancích baterie. Volba velikosti odporu souvisí zejména s dynamickými požadavky kladenými na nabíjení a vybíjení článků. Hlavní nevýhodou je velikost ztrátového výkonu na každém rezistoru a doba ustálení napětí na člancích.

Mnohem lepším řešením je použít na místo rezistorů Zenerovy diody. Při překročení Zenerova napětí se dioda začíná otevírat a reguluje tak vlastně napětí článku. Problém tohoto řešení je skutečnost, že dioda musí převzít nabíjecí proud superkapacitoru. Pro dosahované hodnoty nabíjecích proudů se však takové Zenerovy diody nevyrábějí.

Tuto nevýhodu odstraňuje použití několika výkonových diod zapojených v propustném směru na místo Zenerových diod. Velikost napětí, při kterém dochází k otevření diod, je však pevně dána a závisí na součtu prahových napětí použitých diod.

Pro použití baterie v režimu krátkých cyklů je doporučováno použít aktivního vyrovnávání napětí. Její princip spočívá v připojení spínačů s proměnným odporem, jehož velikost se mění v závislosti na aktuálním napětí článku.

Ukažme si jeden z možných způsobů aktivního vyrovnávání napětí. Na schématu je pro jednoduchost znázorněno sériové spojení dvou článků. Paralelně k nim je připojen tzv. buck-boost měnič, který umožňuje průtok proudu v obou směrech a tudíž i přenos energie mezi články nezávisle na jejich napětí. Funkce obvodu je založena na sledování hodnoty proudu I_{eq} . Při nastávající odchylce proudu I_{eq} od jmenovité hodnoty, dochází k procesu spínání příslušného tranzistoru a přenosu energie do druhého článku. V případě že je $U_{C1} > U_{C2}$, zavírá se tranzistor T_2 a T_1 je spínán s určitou frekvencí, dokud nedojde k vyrovnání napětí článků. Podrobnější popis tohoto řešení je uveden v [12].



Obr. 32 - Princip aktivního řízení napětí článku

K eliminaci rizika překročení dovoleného napětí článků lze zvolit ještě jeden postup. Stačí navýšit počet článků na takovou hodnotu, která zaručuje nepřekročení maximálního napětí na článku při uvažovaném rozptylu kapacit. Je zřejmé že se jedná o jednoduché řešení, které však neřeší možnost přebití článků. Větší počet článků má negativní vliv na velikost a hmotnost baterie superkapacitorů s čímž souvisí větší rozměry měniče. Mohlo by se zdát, že z ekonomického hlediska vždy představuje rostoucí pořizovací náklady zařízení. V méně náročných aplikacích, kde může být toto řešení samostatně uplatněno, však může představovat určitou úsporu, ve srovnání s nákupem aktivního systému hlídání napětí.

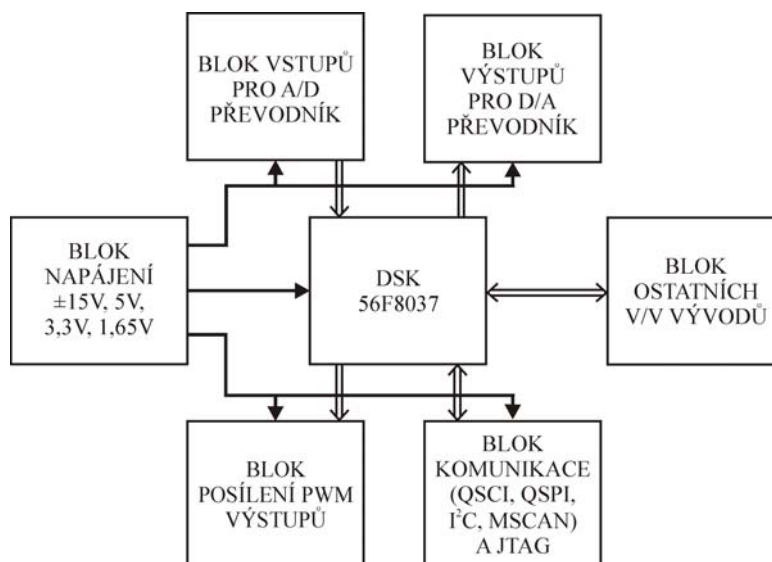
Jak již bylo řečeno, výběr vhodného způsobu řízení a monitorování napětí článků záleží především na požadavcích konkrétní aplikace. S přihlédnutím na již poměrně velký počet použitých superkapacitorů a také s ohledem na finanční náročnost celého řešení byla vybrána koncepce spojující v sobě navýšení počtu článků s pasivní metodou vyrovnávání napětí.

2.13 Mikroprocesorové řízení

K řízení měniče je vybrán řídicí systém se signálovým kontrolérem 56F8037 firmy Freescale. Ten byl původně vyvíjen pro jinou aplikaci, ale pro naše účely se jeví jako zcela dostačující. I když nebylo v rozsahu zadání této práce řešit tuto problematiku, uvedeme si alespoň stručný přehled bloků tvořící řídicí systém a popíšeme jejich funkce.

Jednou ze základních funkcí řídicí jednotky je vyhodnocovat výstupní signál z čidel pomocí A/D převodníků. Ta mohou měřit vstupní signál v rozsahu od -15 do +15 V. Přesnost měření má přímý dopad na kvalitu regulace měniče.

Napájení jednotky je zajišťováno 12 V baterií. Toto napětí je dále upraveno pomocí stabilizátorů a DC/DC měničů na požadované hodnoty pro procesor a jeho periferie. V měniči tedy musí být zajištěno pouze připojení řídicí jednotky na 12 V. S ohledem na použití DC/DC měničů je třeba věnovat zvýšenou pozornost propojení zemí DC/DC měniče použitého pro napájení vstupních obvodů na desce budičů a DC/DC měniče napájejícího výstupní obvody procesoru.



Obr. 33 - Blokové schéma řídicího systému

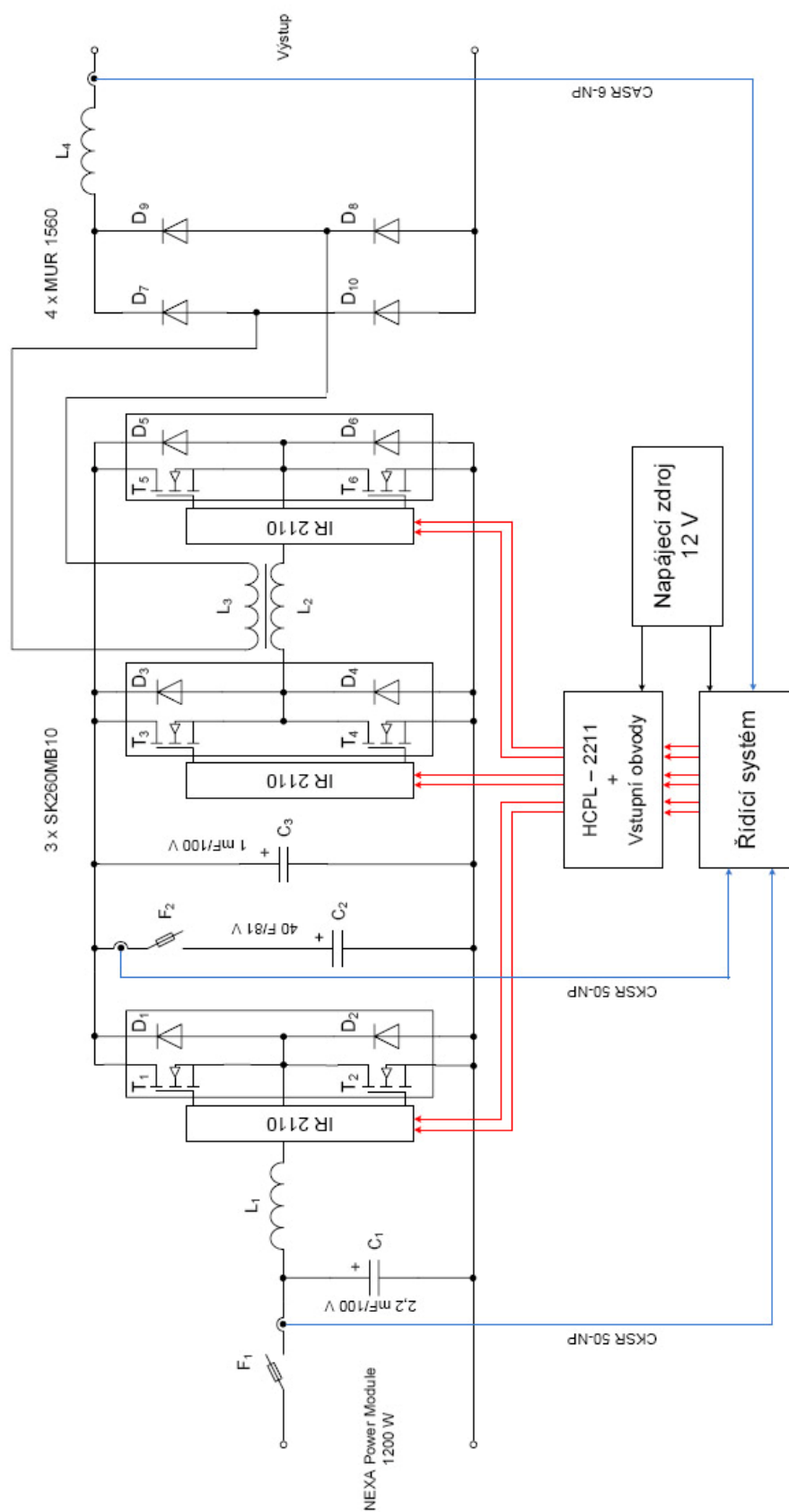
Nezbytnou součástí řídicího systému je schopnost komunikace s okolím. Systém je vybaven komunikačními rozhraními QSCI, QSPI, I²C a pro jeho programování slouží tzv. JTAG rozhraní. Řídicí systém je možné připojit na komunikační sběrnici, jejíž pomocí může komunikovat s ostatními zařízeními.

Pro potřeby sledování vnitřních veličin je řídicí systém vybaven dvojicí D/A převodníků. Výstupní rozsah jejich napětí je opět -15 až +15 V.

Pro generování řídicích pulzů pro budící obvody slouží jednotka PWM. Ta obsahuje navíc blok posílení výstupů, který zaručuje dostatečné výkonové parametry výstupního signálu. Posílení výstupů je řešeno na principu otevřeného kolektoru. Pro zajištění dalších funkcí (např. řízení otáček ventilátoru) jsou na desce vyvedeny další I/O piny [9].

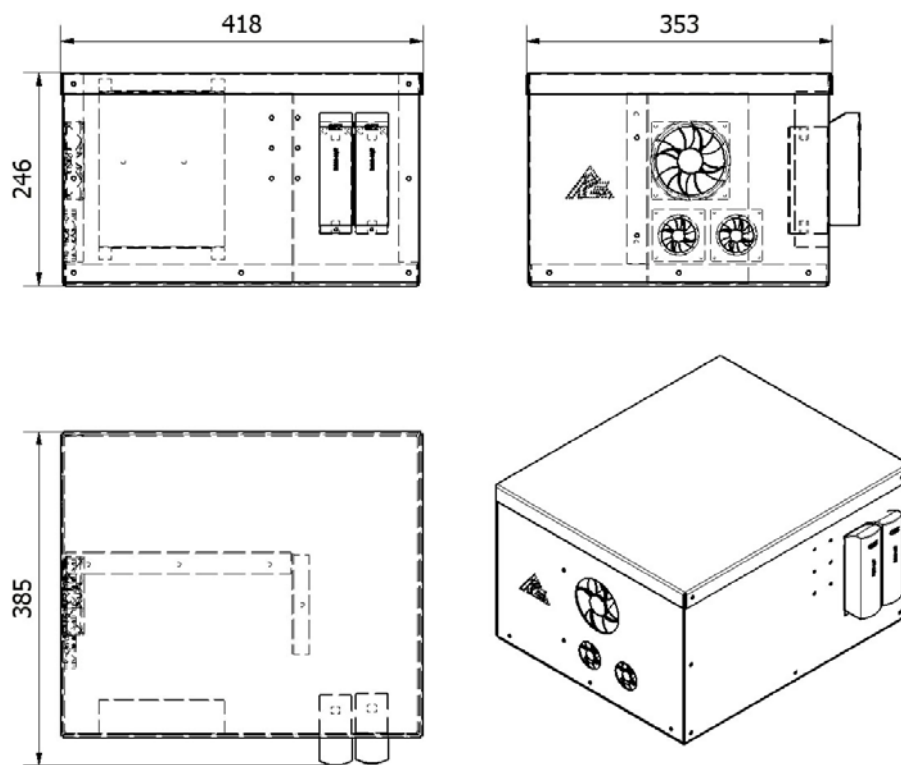
Řídicí jednotka je v měniči umístěna v blízkosti VF transformátoru, který je zdrojem rušení. Proto je nutné ji vhodně odstínit. Za tímto účelem byl navrhnut stínící kryt, který je vhodné vyrobit z materiálu, který má na svém povrchu nanesenou vrstvu z elektricky dobře vodivého materiálu. Poloha jednotky je zvolena s ohledem na rozmístění A/D převodníků na desce a jejich co nejmenší vzdálenost vzhledem k desce s proudovými čidly. Při měření na měniči je jednotka dobře dostupná, díky možnosti sejmout boční kryt měniče.

2.14 Obvodové schéma výkonové části měniče



3 Konstrukční řešení měniče

3.1 Rozměry měniče a jeho parametry



Obr. 34 - Základní rozměry měniče

Základní elektrické parametry měniče:

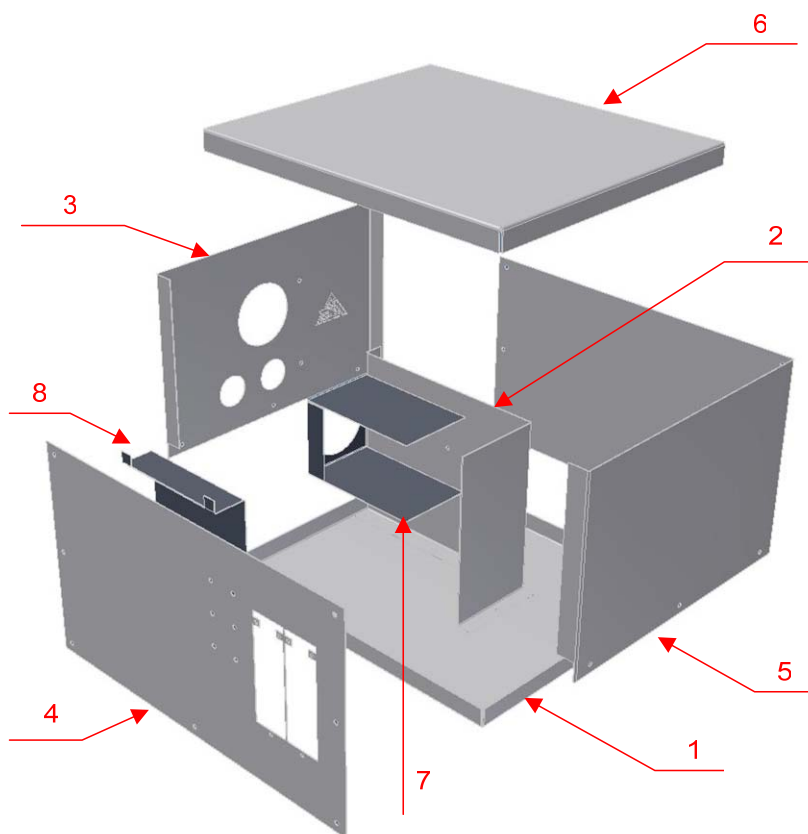
Jmenovité vstupní napětí	25 V
Jmenovitý vstupní proud	48 A
Jmenovité výstupní napětí	350 V
Jmenovitý výstupní proud	3,5 A
Jmenovitý výkon	1,2 kW

Základní mechanické parametry měniče:

rozměry	418 x 385 x 246 mm
teplotní pracovní rozsah	-40 – 65 °C
stupeň krytí	IP 44
předpokládaná hmotnost	20-25 kg

3.2 Plechy měniče

Hlavní nosná část měniče je střední stěna. Je k ní připevněn chladič s osazenou výkonovou deskou a dále také obě dvě tlumivky. Nosné části jsou vyrobeny z ocelového plechu o tloušťce 1,5 mm. Jde o plechy č.: 1, 2, 3, 6. Tím je zaručena dostatečná mechanická pevnost vzhledem k celkové předpokládané hmotnosti měniče a zatížení působícím na střední stěnu. Na zadní stěně jsou umístěny otvory pro ventilátory společně s odvětrávacími otvory, které zabezpečují cirkulaci vzduchu v měniči. Všechny plechové díly jsou k sobě sešroubovány pomocí lisovacích matic a šroubů M5. Z důvodu omezení hmotnosti měniče a díky tomu, že díly 4 a 5 mají pouze krycí funkci, jsou z ocelového plechu tloušťky 1 mm. Na snímacím krytu jsou navíc připevněny pojistkové odpojovače, měřicí deska s proudovými čidly a řídicí systém. Jejich uchycení je řešeno pomocí kovových distančních sloupků, které jsou upevněny lisovacími čepy k plechu.



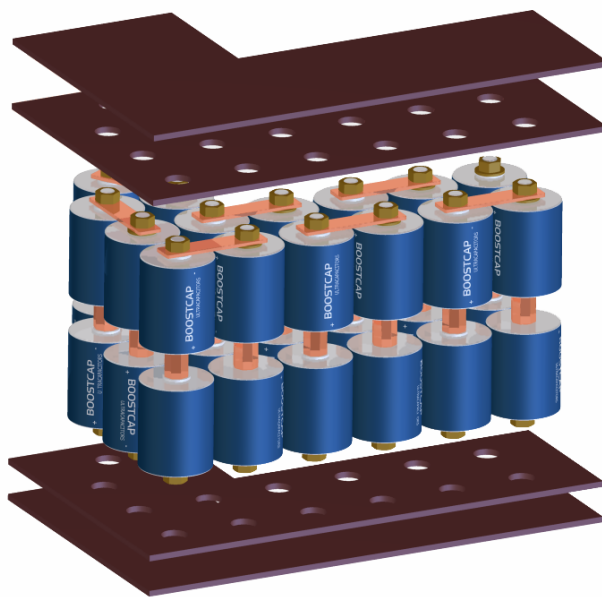
Obr. 35 - Pohled na uspořádání plechů měniče

Legenda:

1 – dno ; 2 – střední stěna; 3 – zadní stěna; 4 – snímací kryt; 5 – boční kryt; 6 – víko;
7 – vzduchový tunel chladiče; 8 – kryt řídicí jednotky

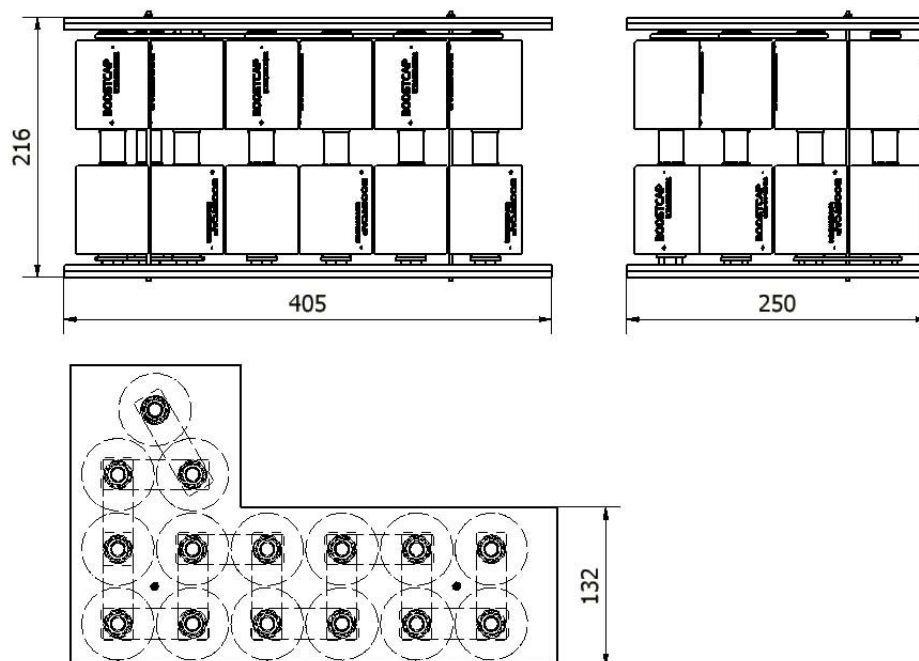
3.3 Konstrukční řešení baterie superkapacitorů

Počet použitých článků je relativně velký, baterie superkapacitorů tak v zásadní míře ovlivňuje celkové rozměry měniče. Baterie je koncipována tak, aby její rozměry byly co nejmenší a působila jako kompaktní celek. Jako optimální řešení se jeví sériové spojení dvou superkapacitorů pomocí spojovací mosazné matice délky 30 mm. Takto vzniklé dvojice superkap. (pracovní název “dvojčlánek“) nám redukuje počet monitorovacích obvodů na polovinu, protože monitorujeme napětí pouze na každém dvojčlátku. Vzniklých 15 dvojic tvoří navíc lepší prostorové uspořádání, než kdybychom rozmístili 30 článků v jedné vertikální rovině. Prostorové uspořádání baterie superkapacitorů je uvedeno na obr. 36.



Obr. 36 - Navržené řešení baterie superkapacitorů

Jednotlivé články jsou spojeny spojkami z měděné pásovině o rozměrech 25 x 90 x 3 mm. Abychom omezily přechodové odpory mezi rozhraním spojky a superkapacitoru, jsou použity matice a podložky vyrobené z mosazi. K vymezení přesné polohy článků a k zabezpečení elektrické izolace vůči dnu měniče jsou použity izolační desky z materiálu pertinax, každá o tloušťce 5 mm. Tyto desky jsou fixovány k baterii pomocí dvou závitových tyčí o průměru 4 mm. Tyto tyče také zajišťují pevné spojení baterie s dnem měniče pomocí matic, které jsou zalisované z vnější strany na dně měniče.



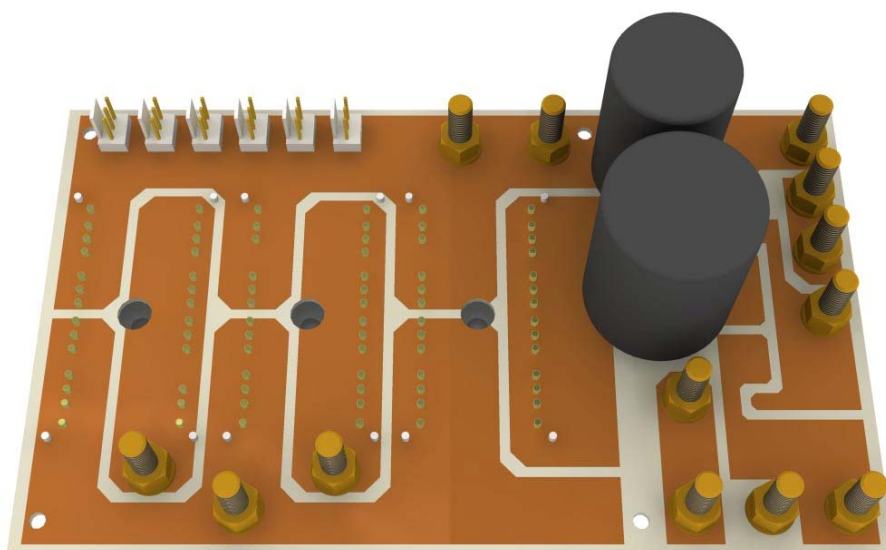
Obr. 37 - Základní rozměry baterie superkapacitorů

3.4 Výkonová deska

Na výkonové desce jsou umístěny spínací MOSFET tranzistory, které jsou dále uchyceny pomocí imbusových šroubů k chladiči. Plochy modulů dosedající na chladič jsou dostatečně velké, proto nemusí být výkonová deska spojena dalším způsobem s chladičem.

Deska byla navrhována se snahou vytvořit co možná největší vodivé plochy, které umožňují protékat proudům velikosti desítek ampér. Deska je oboustranná, tloušťka měděné vrstvy je 105 μm . Desku můžeme rozdělit na dvě funkčně odlišné části. Vrchní strana desky (viz. obr. 38) plní je výkonovou část, spodní strana slouží k přivedení signálů na řídící elektrody tranzistorů a obsahuje stínění desky.

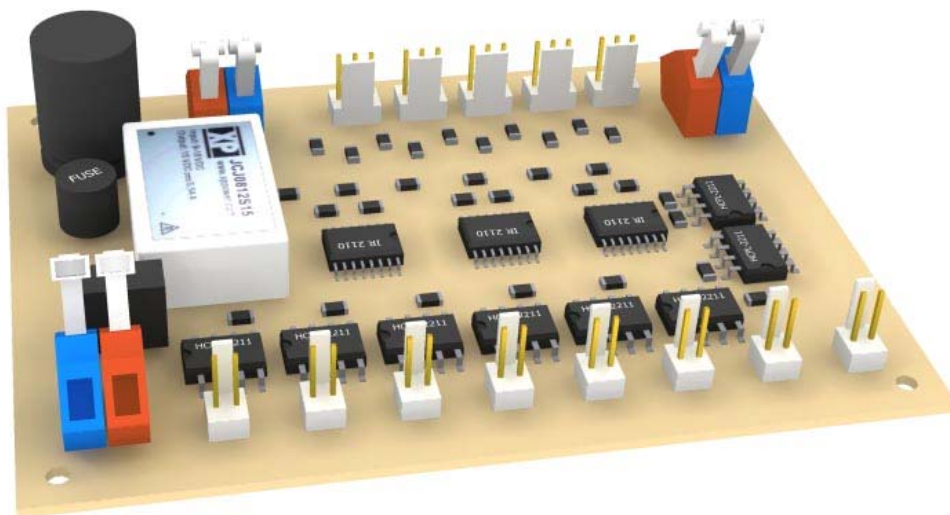
Poloha konektorů zajišťuje vzhledem k umístění desky budičů minimální délku vodičů. Tyto vodiče, které slouží k přivedení řídicích impulsů z desky budičů, jsou kvůli možnosti rušení odstíněny. Spojení s dalšími částmi měniče je realizováno pomocí mosazných šroubů velikosti M5 na které jsou připevněny kabelová lisovací oka. Elektrické a osazovací schéma jsou uvedeny v přílohách 1 a 2.



Obr. 38 - Model výkonové desky měniče

3.5 Deska budičů

Deska s budiči je umístěna na horní ploše chladiče. Kvůli omezenému prostoru byla deska navrhnutá jako dvouvrstvá a preferovaná technologie součástek je SMD. K zajištění funkce měniče je potřeba budit pět spínacích tranzistorů. Zbývající tři konektory jsou využity k ovládání blokovacích vstupů SD.



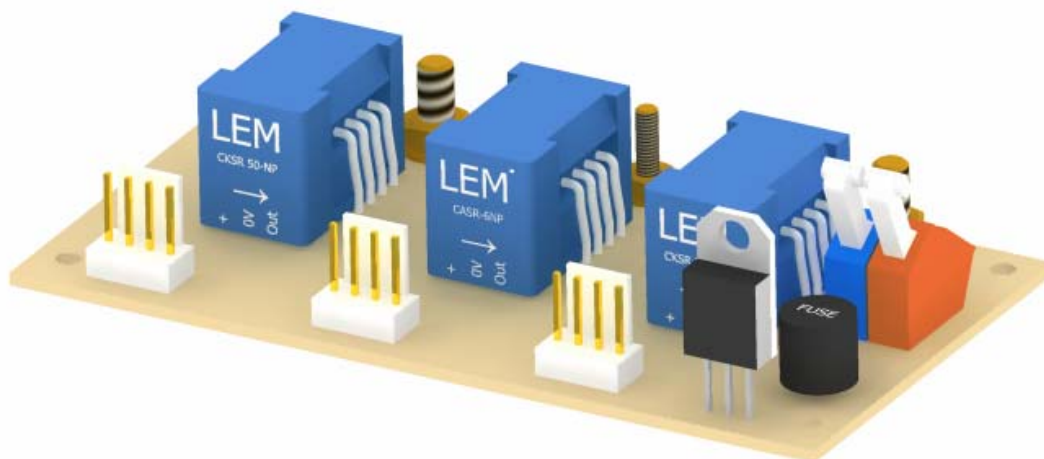
Obr. 39 – Model desky budičů

Zapojení vstupních obvodů ošetřuje situaci při přivedení napájení na desku. Mohlo by totiž docházet k hazardním stavům na vstupech budičů, což by mohlo vést k náhodnému sepnutí tranzistorů a následně ke zničení výkonových spínacích prvků. Jelikož jsou na vstupy IR 2110 aktivní logické v logické 1, jsou defaultně nastaveny vstupy SD na tuto logickou úroveň a budící obvody jsou tím pádem zablokovány.

Dále je třeba se zmínit o nutnosti zatížení DC/DC měniče 12/5V, které činí 10% jmenovitého proudu, tedy cca 20 mA. Druhý DC/DC měnič je funkční i ve stavu naprázdno. Jeho maximální výstupní proud je 535 mA. Obvody budičů jsou na vstupu jištěny pojistkou, jejíž hodnota byla stanovena s ohledem na maximální vstupní proudy obou DC/DC měničů a činí 1,25 A.

3.6 Deska čidel

Použitá čidla pro měření proudů jsou umístěna na jednostranné DPS. Z důvodu velkých proudů protékajících primárními částmi čidel je použita deska s tloušťkou měděné fólie 105 μm . Tím zaručíme dostatečný průřez měděné vrstvy při zachování akceptovatelných šířek vodivých cest. Připojení k přírodním svorkám je provedeno pomocí mosazných šroubů M5 o délce 25 mm. Pro zaručení dobrého styku šroubu s měděnou plochou je použita vějířovitá podložka, která brání případnému uvolnění spojení. Předejdeme tak nárůstu přechodového odporu spojení, na kterém může vznikat vlivem velikosti procházejícího proudu velký ztrátový výkon, který přímo souvisí s oteplením DPS.



Obr. 40 – Model měřicí desky

Pro napájení je zvolen stabilizátor 7805, který jistíme pojistkou 250 mA. Výstupní signály z čidel jsou vyvedeny pomocí čtyřpinových konektorů do DPS. Jedná se o V_{OUT} , GND a V_{REF} . Čtvrtý pin konektoru je použit ke stínění vodiče. V přílohách 5 a 6 je uvedeno schéma zapojení měřicí desky společně s osazovacím schématem.

Závěr

Tato práce se zabývá problematikou návrhu a konstrukce výkonového polovodičového měniče. Jak se postupem času ukázalo, zvolená koncepce nutí konstruktéra zabrousit do mnoha technicky odlišných oblastí, které mají své specifické vlastnosti a jejich studium je časově velmi náročné. Cílem této práce nebylo zkonstruovat měnič s funkcí záložního zdroje, který by byl schopen v plné míře konkurovat zařízením dostupným na trhu. Snahou je především ověřit vlastnosti nových koncepcí a technologií, které mohou postupem času nahradit tradiční řešení záložních zdrojů. Práce je rozdělena do tří základních částí, které se řídí dle struktury zadání práce.

V první části práce je proveden teoretický rozbor možných variant měničů. S ohledem na uvedené základní vlastnosti měničů bylo vybráno obvodové uspořádání, které nejlépe vyhovuje zadané aplikaci. Dále je uveden stručný přehled základních vlastností superkapacitorů společně s oblastmi jeho největšího uplatnění.

Druhá část práce se zabývá samotným procesem návrhu jednotlivých prvků měniče. Jedná se především o výkonové dimenzování polovodičových prvků, které je spojené především s určením ztrátového výkonu polovodičových součástek a volbou vhodného chladiče. S ohledem na další zdroje tepelné energie v měniči je navržen systém ventilátorů, který zaručuje dostatečný oběh vzduchu v zařízení. Dále bylo třeba stanovit požadovanou kapacitu baterie superkapacitorů a s tím spojený výběr vhodných článků. Nejnáročnějším úkolem této práce byl zcela jistě návrh transformátoru. Při návrhu tlumivek jsou určeny pouze výsledné hodnoty indukčnosti a to z důvodu zadání jejich výroby specializované firmě. Měnič musí obsahovat obvody zajišťující jeho korektní funkci. Jedná se o obvody budičů tranzistorů, desky obsahující proudová čidla a v neposlední řadě řídicí systém. I když samotný řídicí systém nebyl součástí této práce, musí se s ním při návrhu měniče počítat a proto je uveden i základní popis jeho funkčních bloků. Dalším nezbytným krokem při návrhu měniče je výběr vhodných komponent a jejich vzájemného uspořádání. Pro usnadnění procesu konstrukčního návrhu byl vytvořen model měniče v programu Autodesk Inventor 2008. Grafické výstupy z tohoto programu jsou uvedeny v poslední části, která se zabývá realizací navrženého řešení. Pro ověření vlastností části budičích obvodů a získání některých hodnot součástek byly provedeny simulace v programu Orcad verze 10.5.

V poslední část je věnována praktickému realizaci měniče. Jsou zde uváděny základní technické údaje jednotlivých součástí. Pro lepší představu konstrukčního řešení slouží jejich modely. S ohledem na rozsah diplomové práce bylo rozhodnuto o zadání výroby transformátoru a tlumivek specializované firmě. Z důvodu zpoždění dodávky objednaných komponent, nebylo možné prakticky ověřit funkci navrženého měniče.

Největší přínos této práce spočívá v aplikačních možnostech navrženého měniče. Měnič může sloužit svému původnímu účelu tj. jako záložní zdroj. Je však možné jej využít i pro další výzkum v oblasti zaměřující se na získávání praktických poznatků zkušeností při práci se superkapacitory.

Seznam použité literatury

- [1] AKSENOV , A.I., GLUŠKOVA, D.N., IVANOV, V.I. *Chlazení polovodičových součástek*. 1. vydání, Praha: SNTL, 1975.
- [2] FAKTOR, Zdeněk. *Transformátory a tlumivky pro spínané napájecí zdroje*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2002. ISBN 80-86056-91-0
- [3] KALINA, Emil. *Aplikace ultrakapacitorů v dopravních systémech*. Brno: VUT, FEKT, 2008. 65 s. Vedoucí disertační práce doc. Ing. Pavel Vorel, Ph.D.
- [4] KREJČÍŘÍK, Alexandr. *DC/DC měniče*. 1. vydání, Praha: BEN – technická literatura, 2001. ISBN 80-7300-045-8
- [5] MERELLO, A., RUGGINENTI, A., GRASSO, M. *Using monolithic high voltage gate drivers*, Dostupné na <http://www.irf.com>, 26.4.2009
- [6] MINAŘÍK, D., KOPŘIVA, M., SOKANSKÝ K. *Diagnostika a provozní zkoušky na palivových článcích typu PEM*. Mezinárodní konference Diagnostika 07, Nečtiny
- [7] NOVOTNÝ, V., VOREL, P., PATOČKA, M. *Napájení elektronických zařízení*. Brno: skripta FEI VUT, 1999.
- [8] RECH, P., *Měnič superkapacitoru*. Ostrava: VŠB-TUO, FEI, 2007. 45 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc
- [9] SLIVKA, D., *Řídicí jednotka pohonu vozidla s palivovými články*. Ostrava: VŠB - TUO, FEI, 2009. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
- [10] VACULÍK, P., *Střídač hlavního pohonu elektromobilu s vodním chlazením*. Ostrava: VŠB - TUO, FEI, 2007. 77 s. Vedoucí diplomové práce prof. Ing. Petr Chlebiš, CSc
- [11] VONDRAŠEK, František. *Výkonová elektronika III*. 1. vydání, Plzeň: Vydavatelství Západočeské univerzity, 1998.
- [12] BARRADE, P., PITTET, S., RUFER, A. *Series connection of supercapacitors, with an active device for equalizing the voltages*. Dostupné na http://lelwww.epfl.ch/publications/barrade_pittet_rufer_pcim_00.pdf, 26.4.2009
- [13] *CAS / CASR / CKSR series Current Transducers Insulated Highly Accurate Measurements from 1.5 to 50 ARMS*. Dostupné na <http://www.lem.com>, 26.4.2009
- [14] *Konstrukční katalog firmy Pramet*. Dostupné na <http://pramet-sumperk-doprodej-feritu.doe.cz>, 26.4.2009
- [15] *Pojistkové systémy*. Dostupné na <http://www.oez.cz>, 26.4.2009
- [16] *Katalogové listy Maxwell Technologies*. Dostupné z <http://www.maxwell.com>, 26.4.2009
- [17] *Katalogové listy International Rectifier*. Dostupné z <http://www.irf.com>, 26.4.2009

Seznam příloh

Příloha 1	Schéma zapojení výkonové desky
Příloha 2	Rozmístění součástek na výkonové desce
Příloha 3	Schéma zapojení desky budičů
Příloha 4	Rozmístění součástek na desce budičů
Příloha 5	Schéma zapojení měřicí desky
Příloha 6	Rozmístění součástek měřicí desky
Příloha 7	Výkresy plechů měniče
Příloha 8	Fotodokumentace realizační části

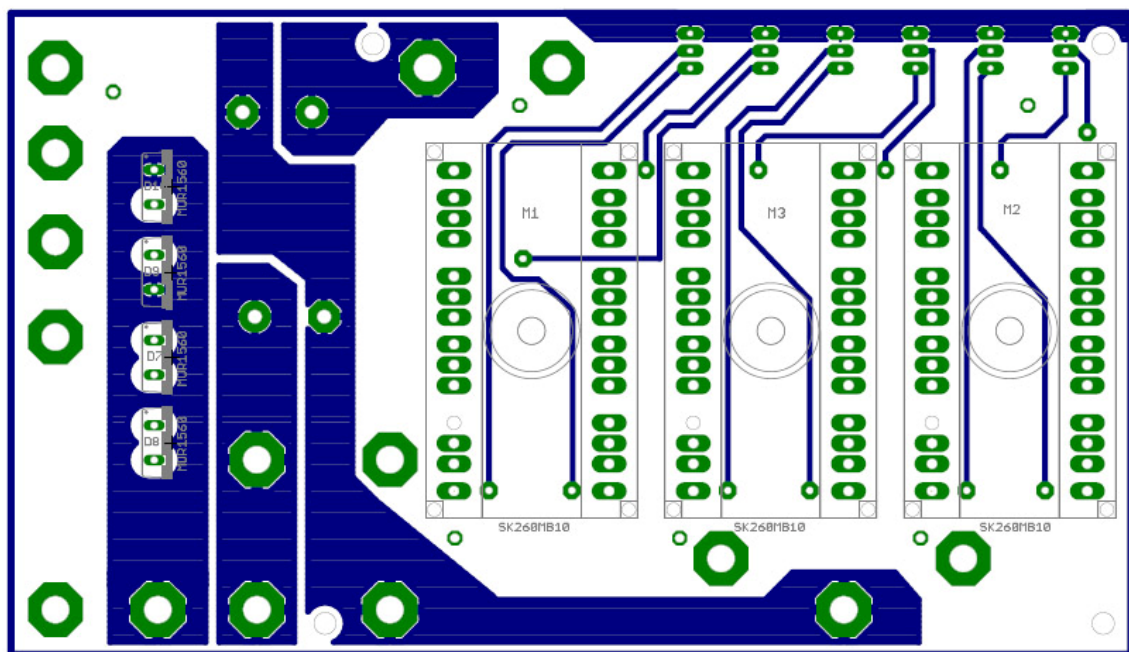
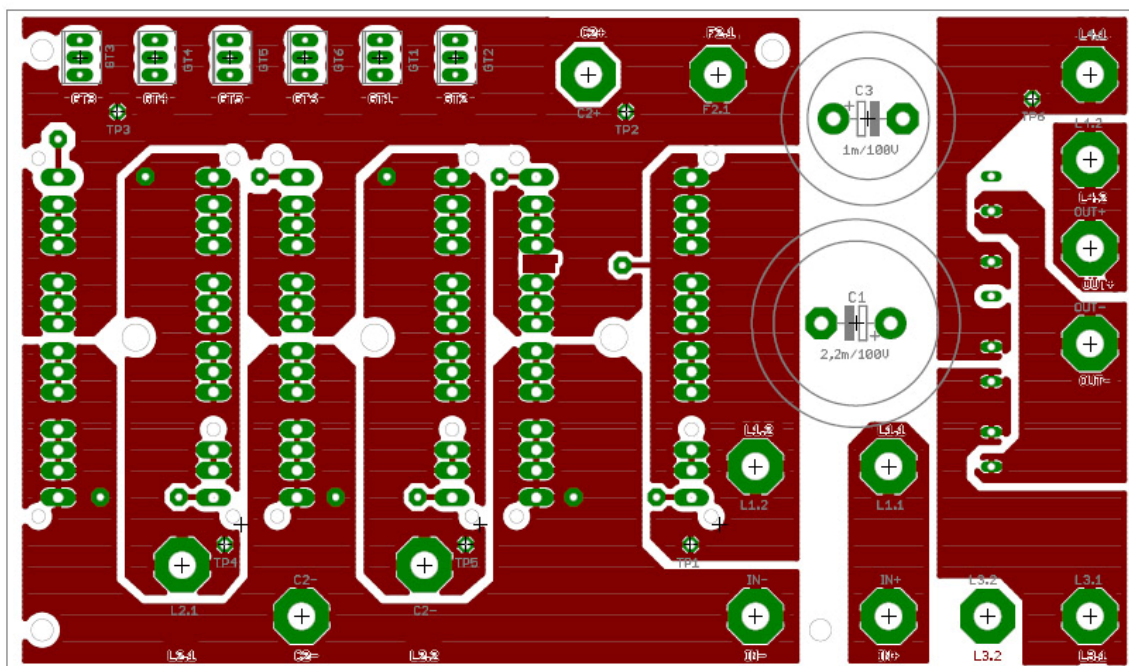
Step-Up Chopper
for Fuel Cells
© Michal Hromák

vykonova deska

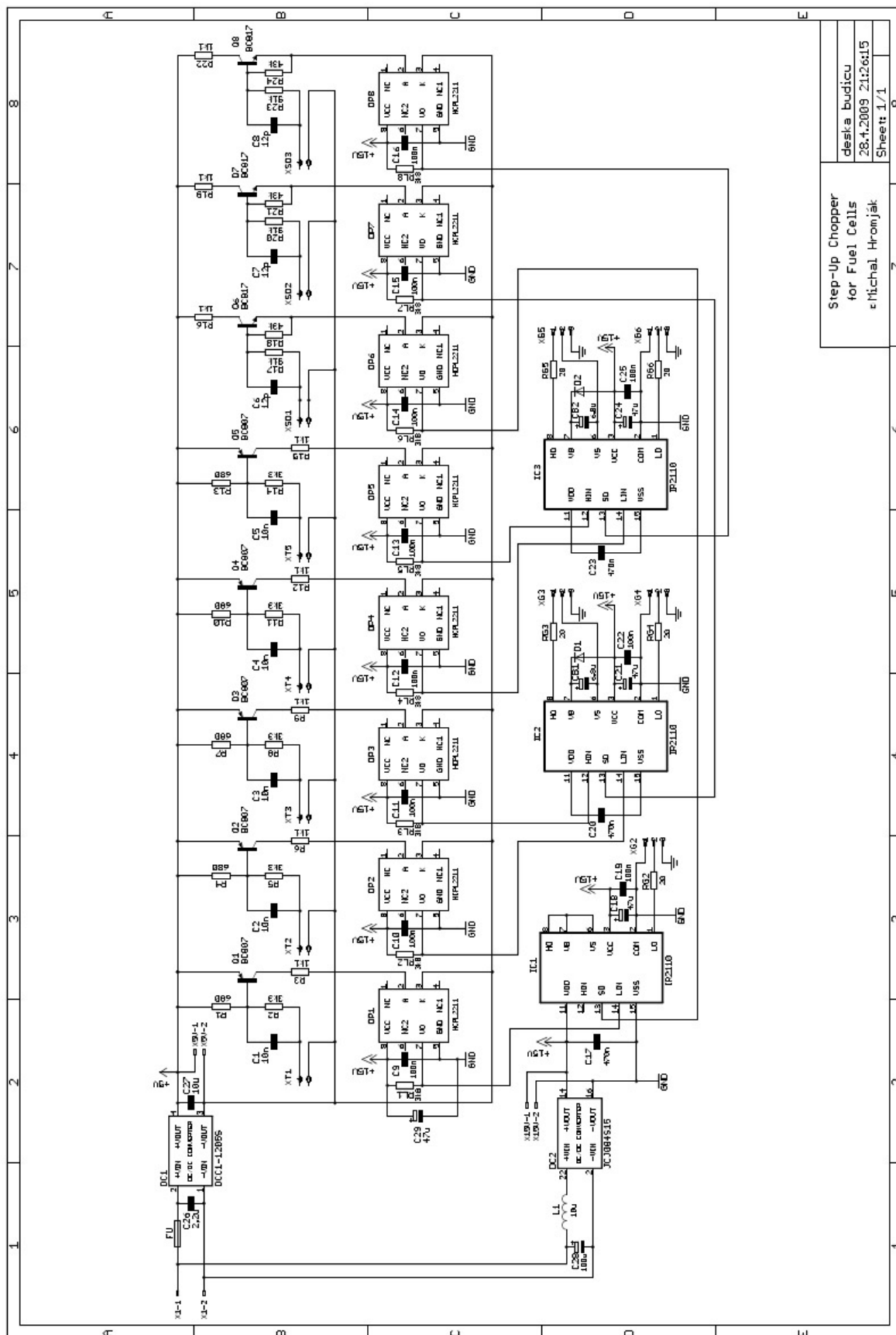
28.4.2009 21:11:22

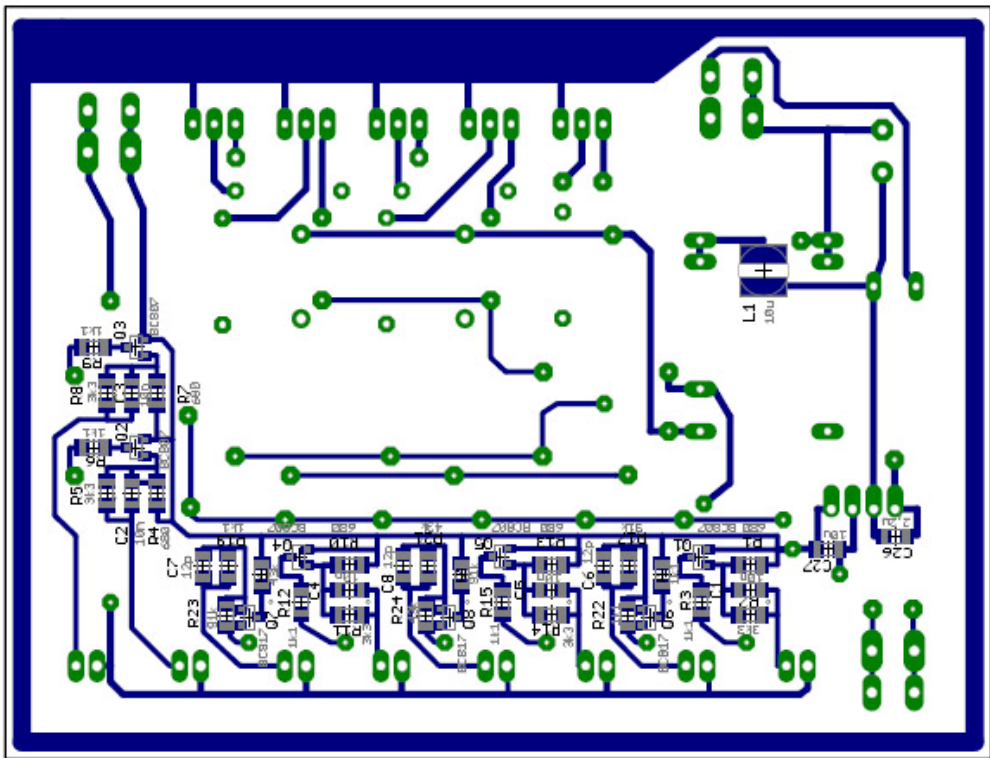
Sheet: 1/1

Příloha 2. Rozmístění součástek na výkonové desce - pohled na vrchní a spodní stranu desky

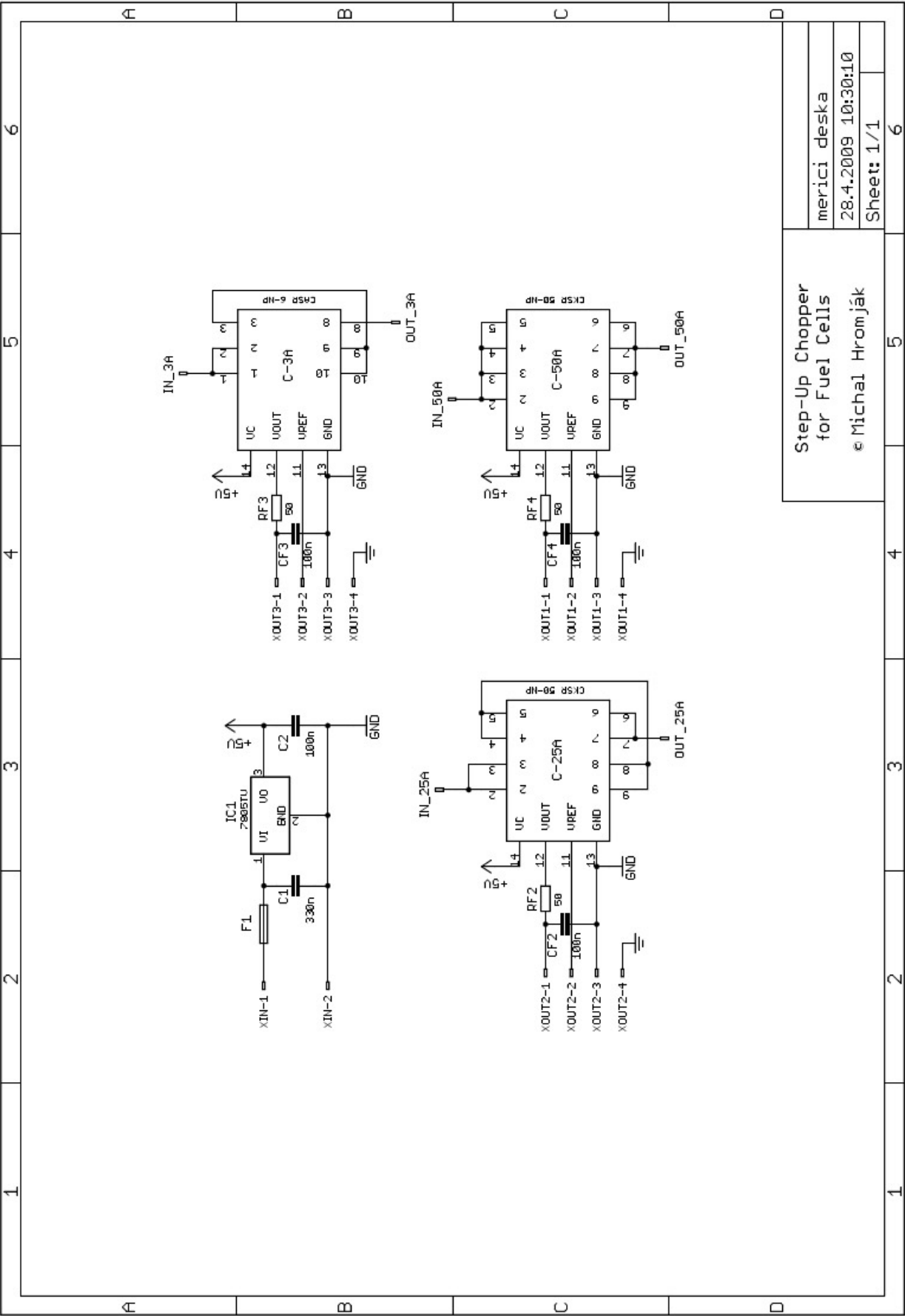


Příloha 3. Schéma zapojení desky budičů

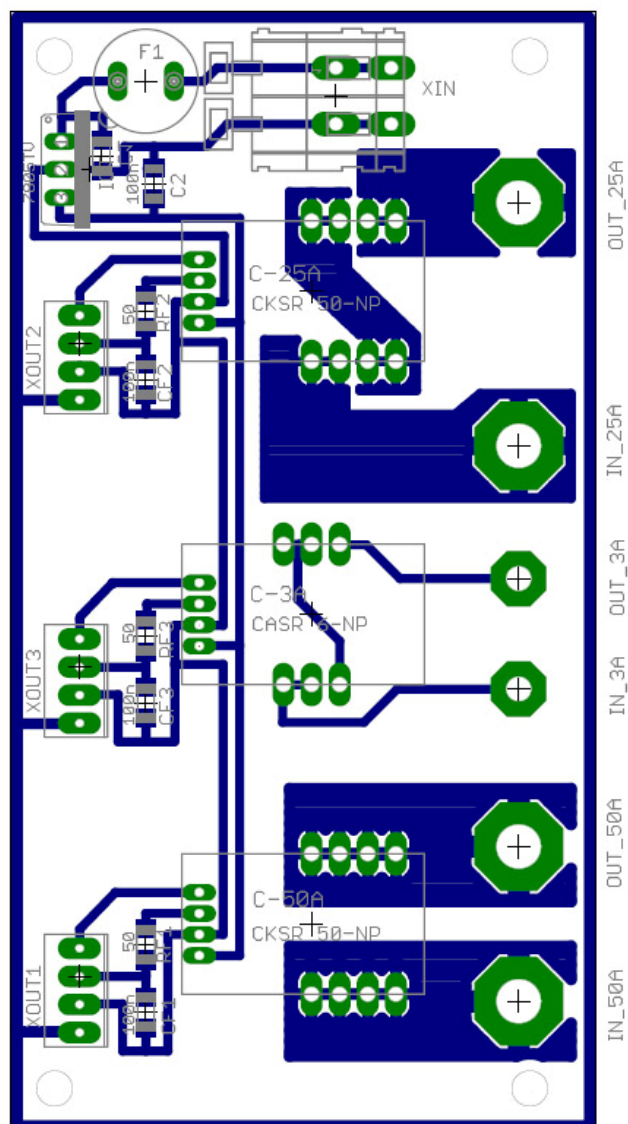




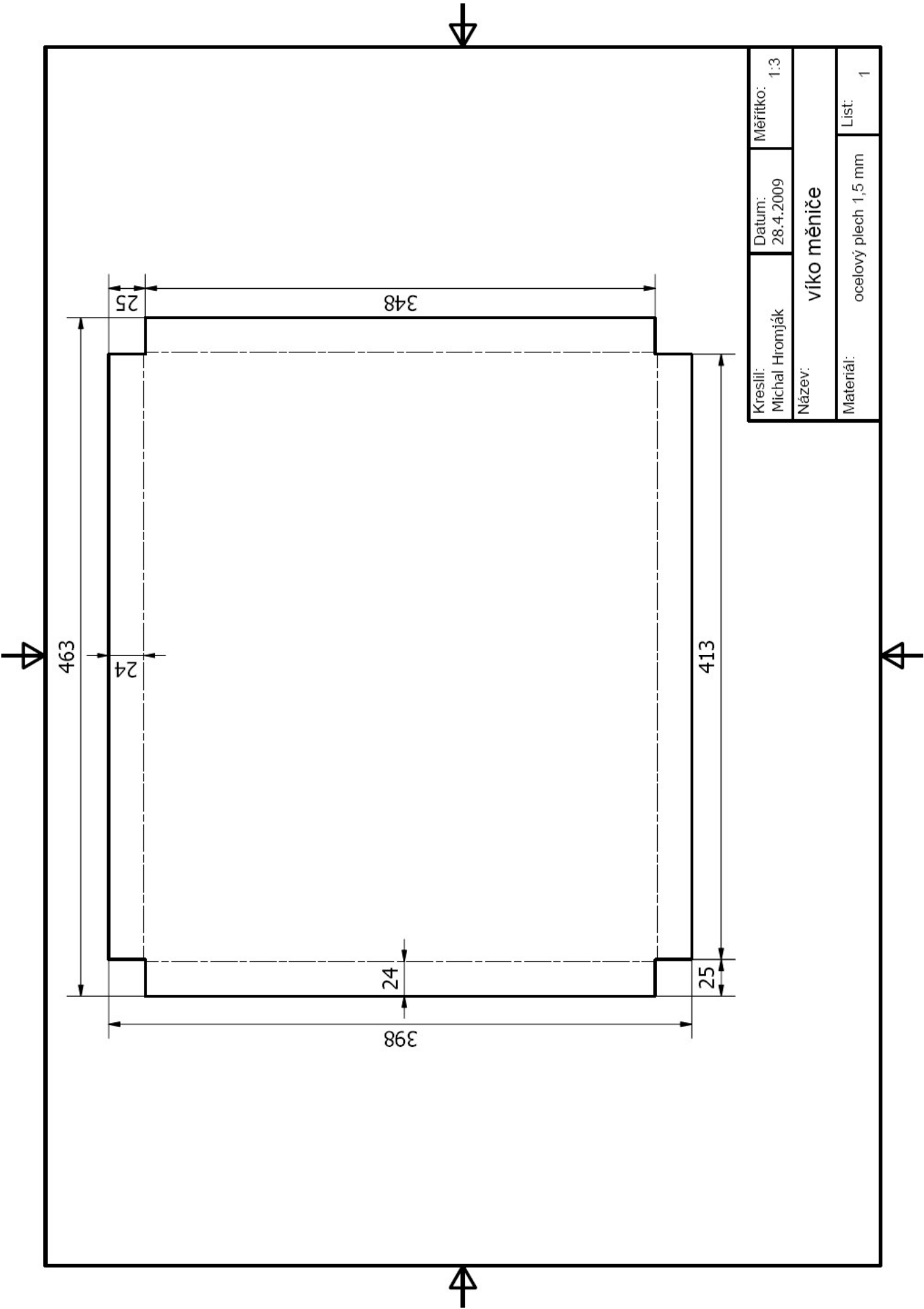
Příloha 5. Schéma zapojení měřicí desky

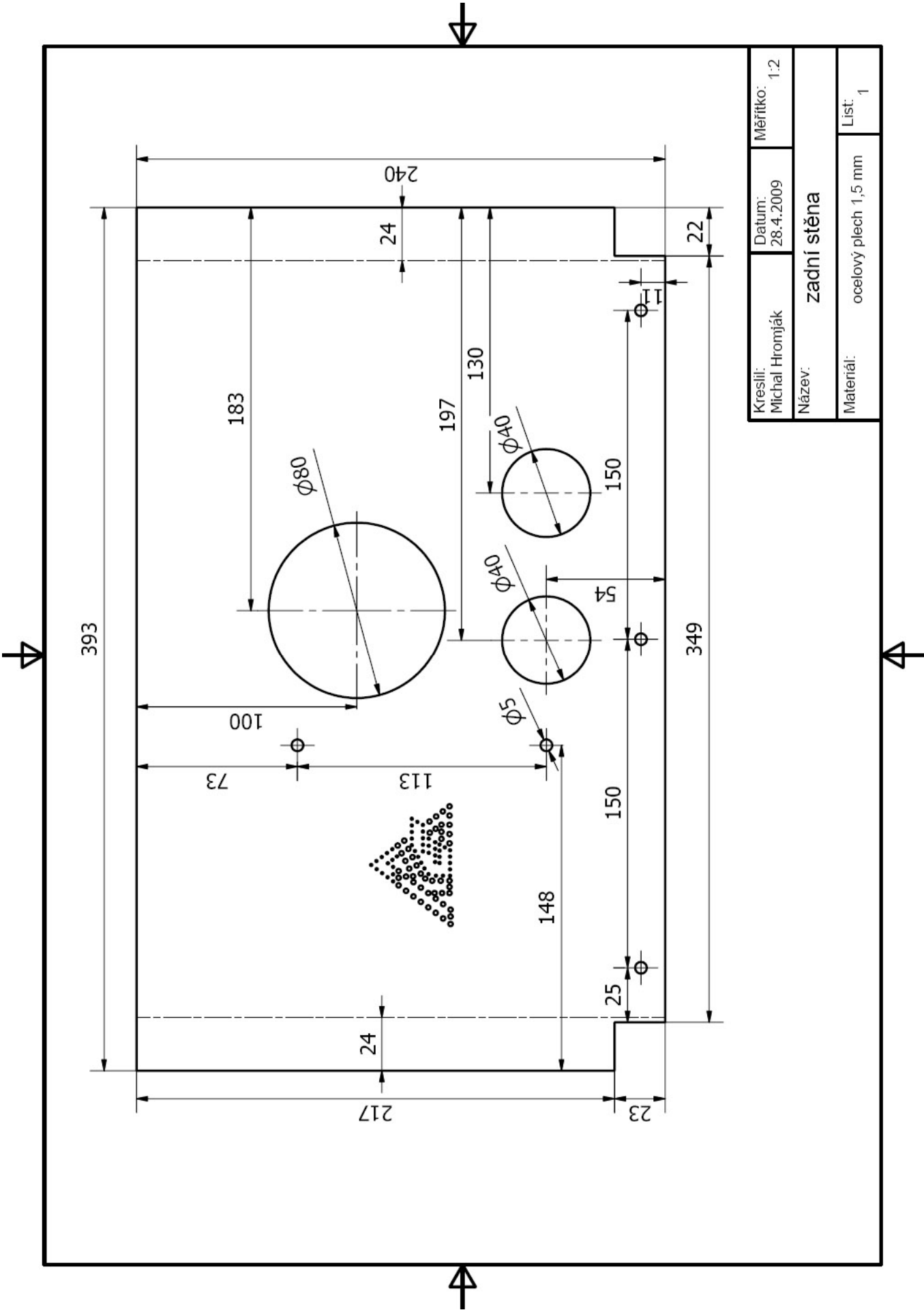


Příloha 6. Rozmístění součástek měřicí desky - pohled ze strany součástek

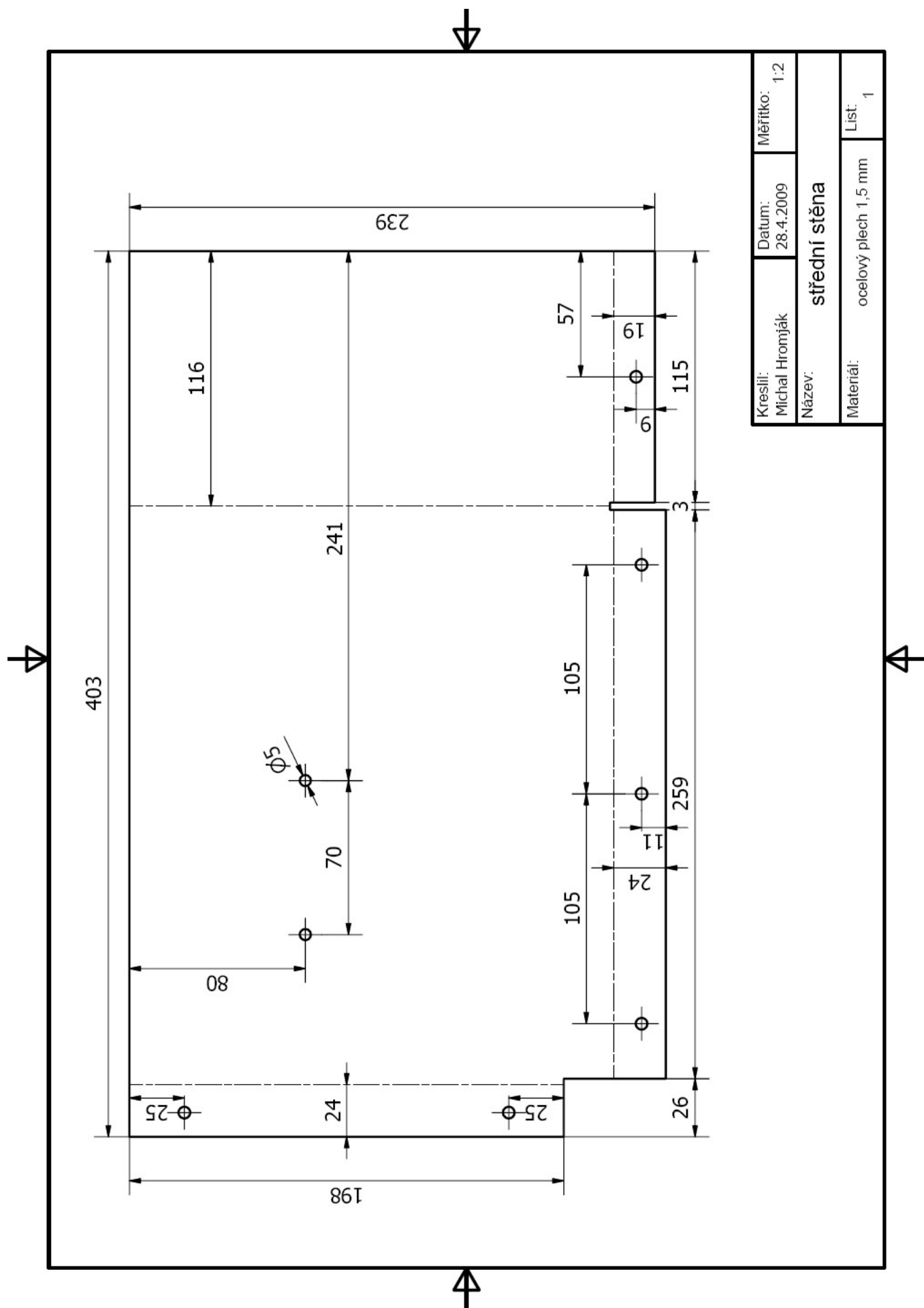


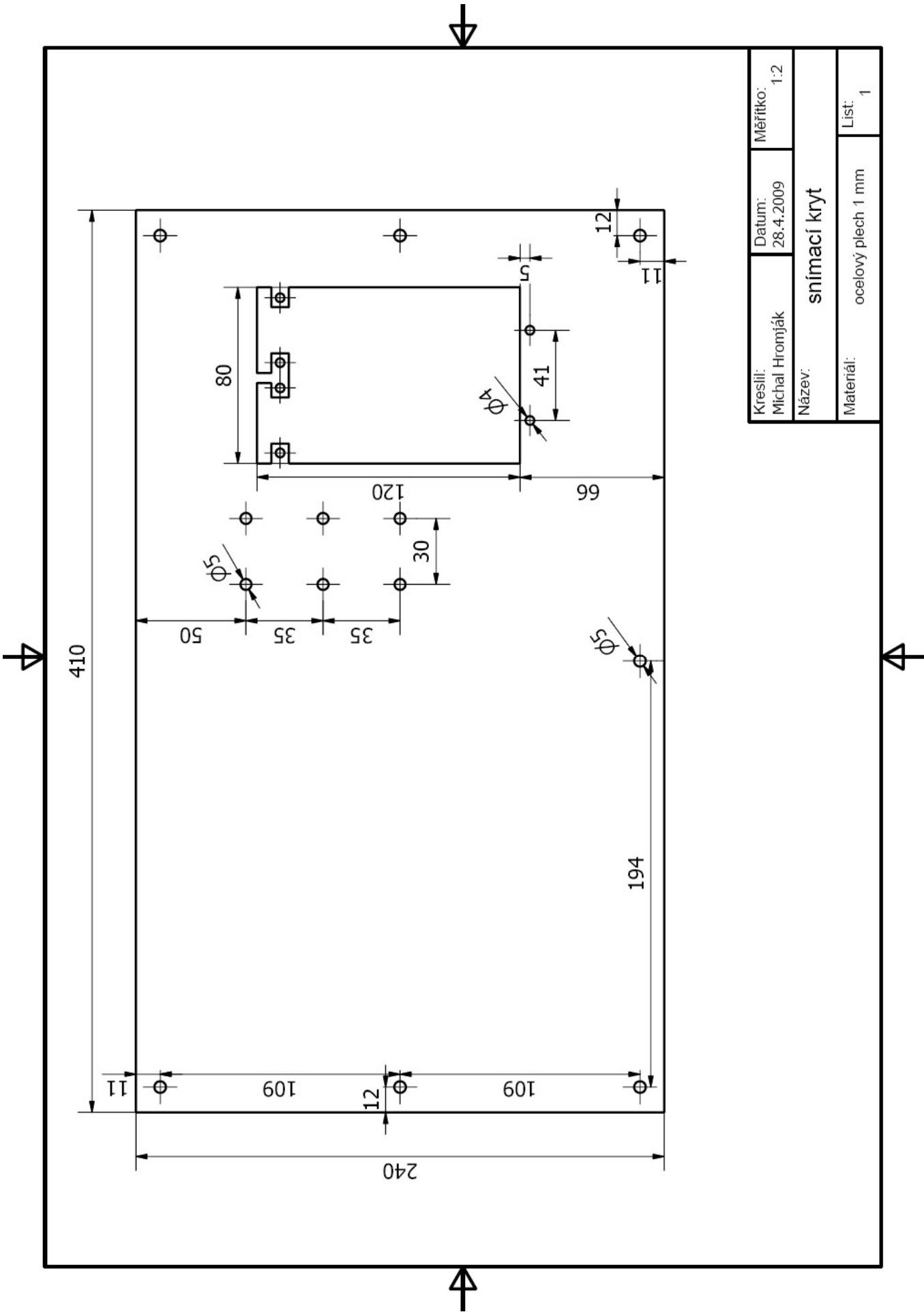






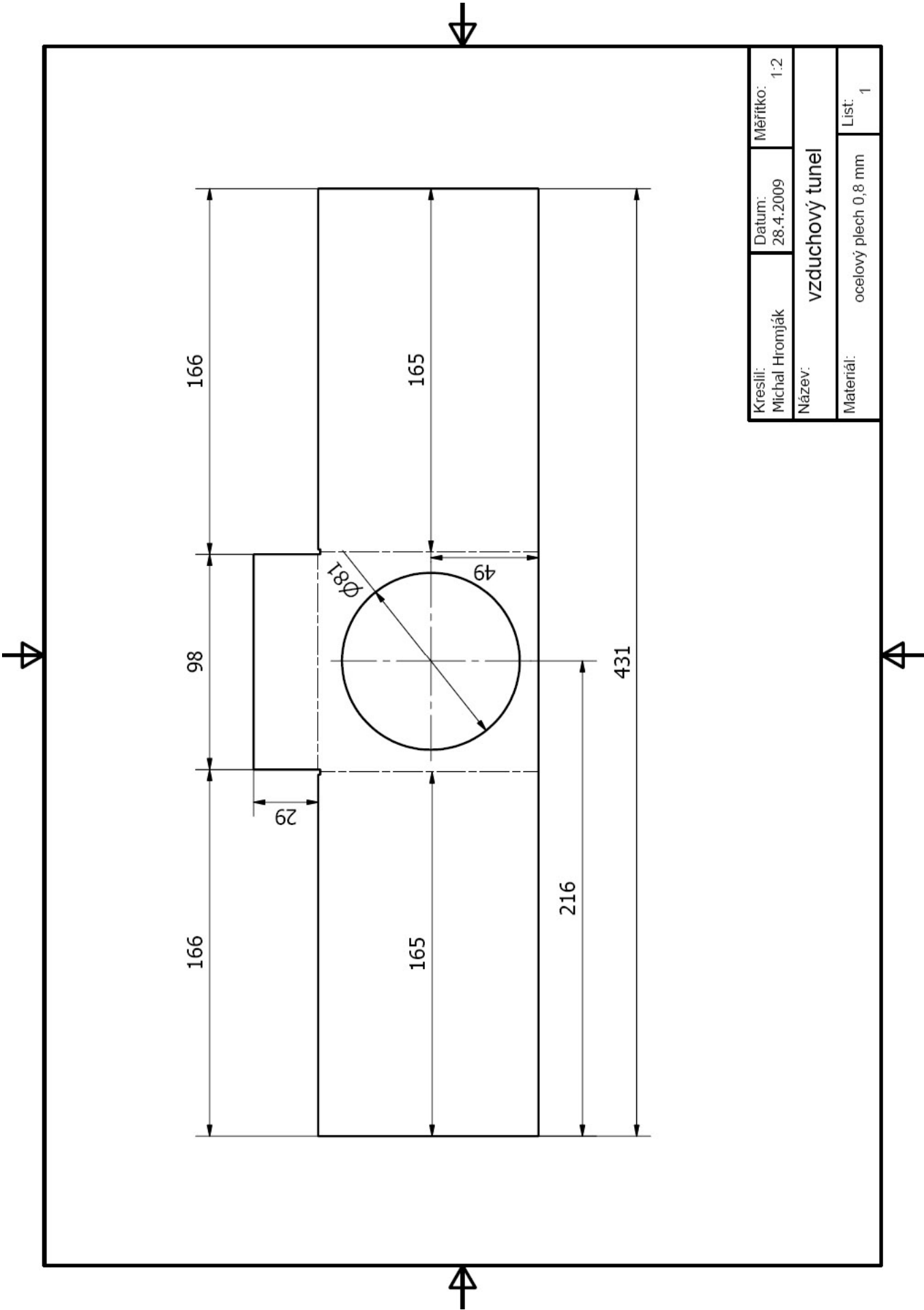
Kreslí: Michal Hromják	Datum: 28.4.2009	Měřítka: 1:2
Název: zadní stěna		
Materiál: ocelový plech 1,5 mm		List: 1



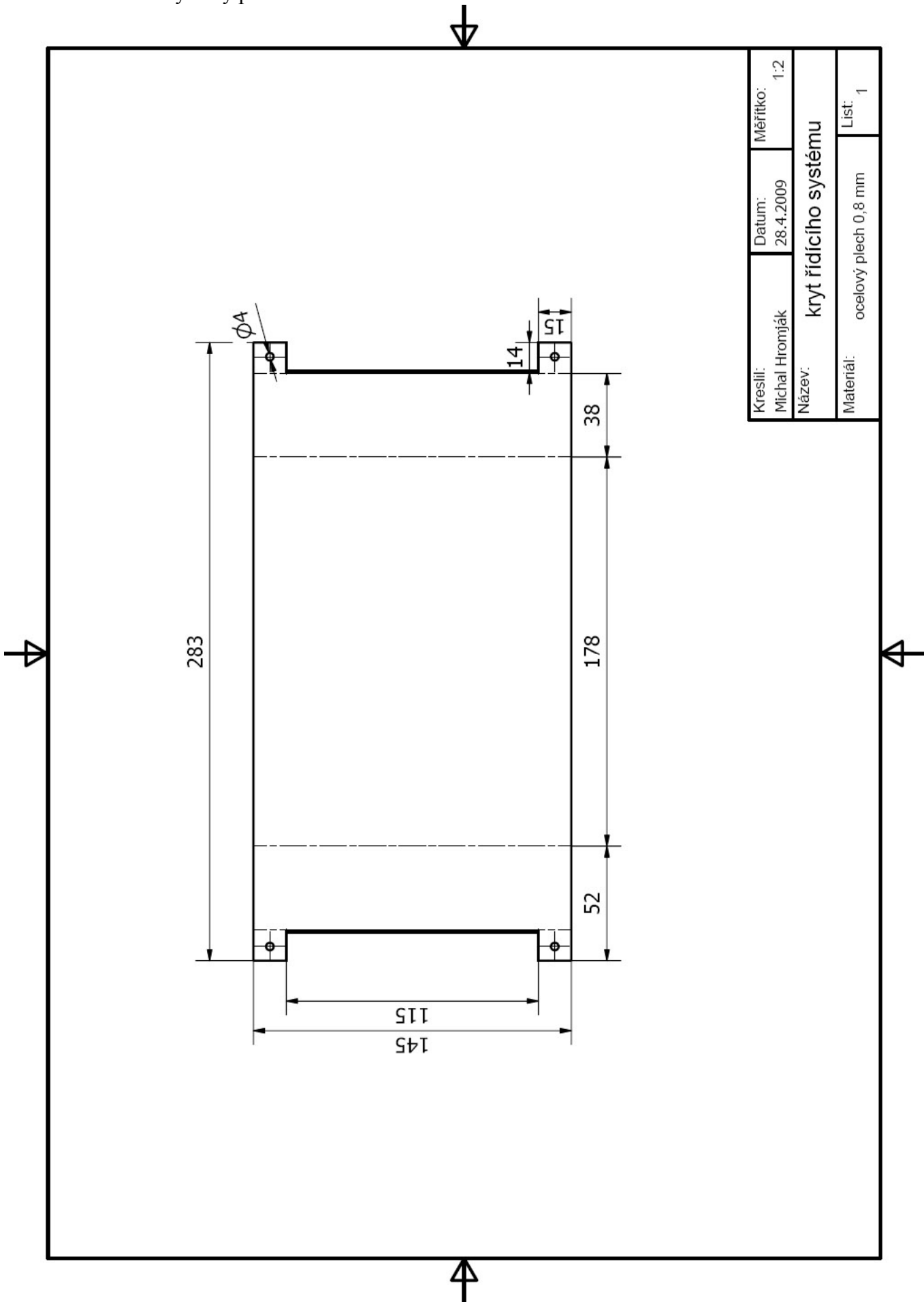


Kreslí: Michal Hromják	Datum: 28.4.2009	Měřítka: 1:2
Název: snímací kryt		
Materiál: ocelový plech 1 mm	List: 1	

Kreslil:	Datum:	Měřítka:
Michal Hromják	28.4.2009	1:3
Název: boční kryt		
Materiál:	List:	
ocelový plech 1 mm	1	



Kreslí: Michal Hromják	Datum: 28.4.2009	Měřítka: 1:2
Název: vzduchový tunel		
Materiál: ocelový plech 0,8 mm	List: 1	



Příloha 8. Fotodokumentace realizační části

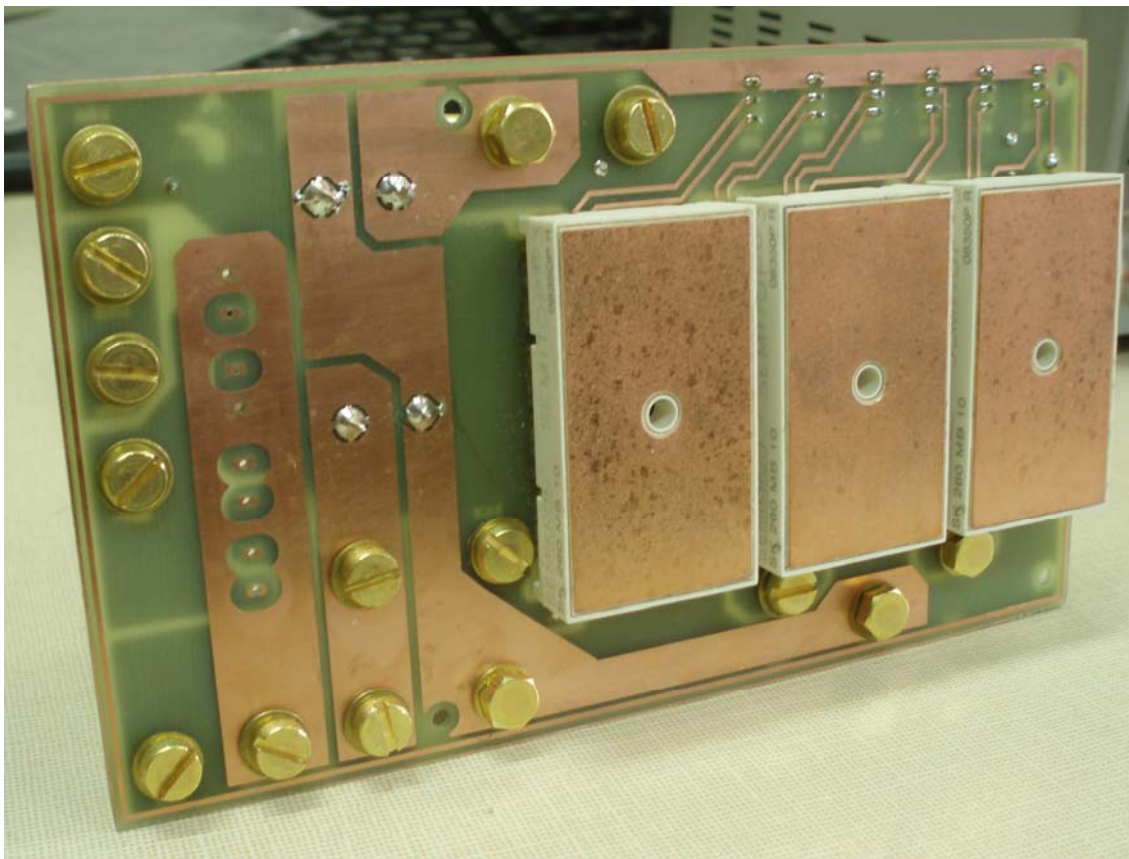


Pohled na sestavený měnič

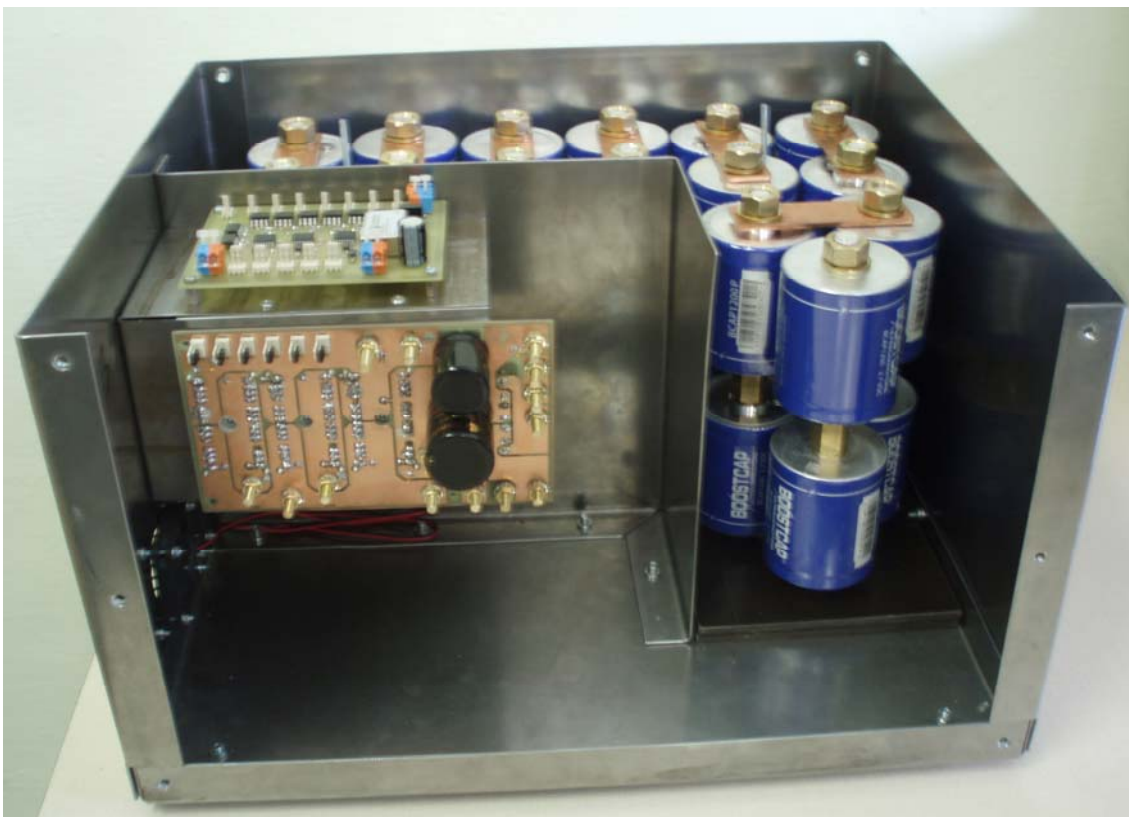


Způsob spojení dvou superkapacitorů pomocí spojovacích matic

Příloha 8. Fotodokumentace realizační části

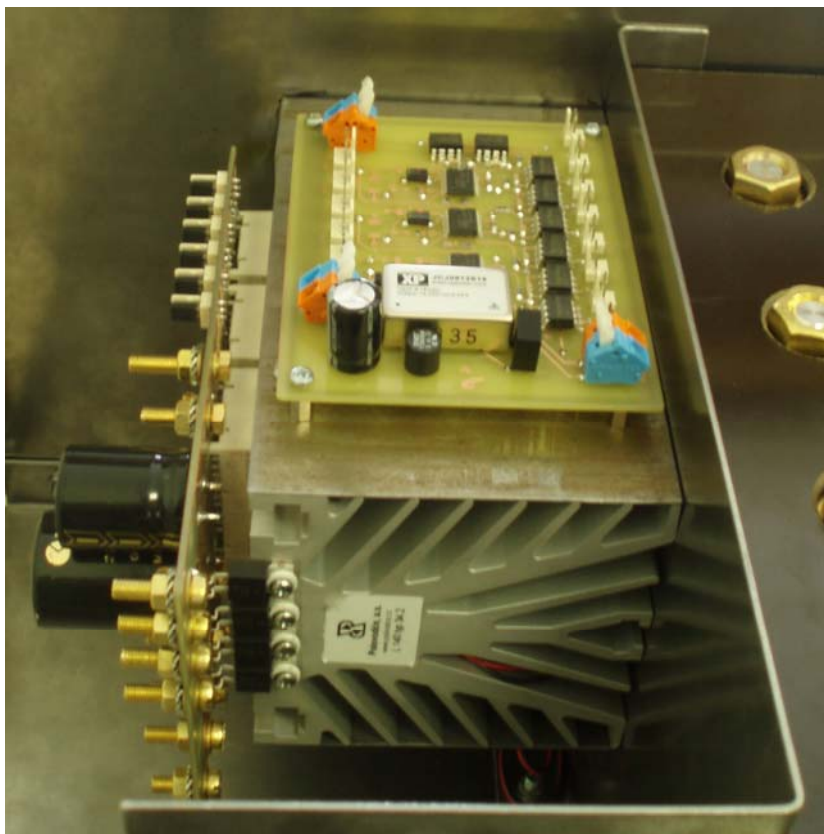


Výkonová deska s bezpotenciálovými moduly

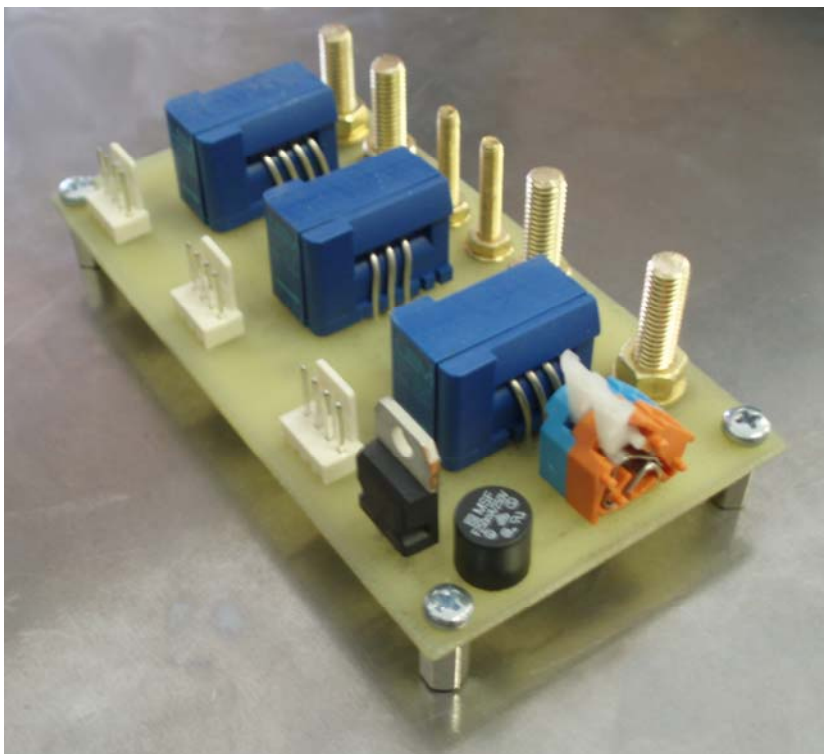


Měnič se sejmutým bočním krytem

Příloha 8. Fotodokumentace realizační části



Deska budičů společně s usměrňovacími diodami uchycenými na chladič



Pohled na měřicí desku s proudovými čidly